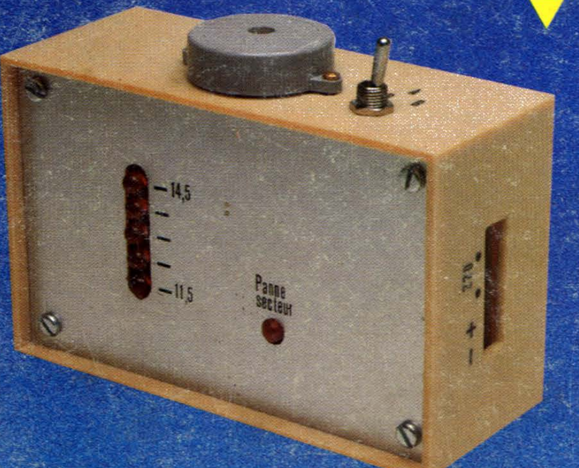
Radio Plans
électronique Loisirs
ISSN 0033 7668
N° 426
Mai
1983
11 f



Récepteur radiocommande 72 MHz à synthèse de fréquence

Sécurité pour batterie



Chargeur d'accus Cd Ni

Tuner TV multistandard



Radio Plans électronique Loisirs

Société Parisienne d'Edition
Société anonyme au capital de 1 950 000 F. Siège social : 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris. Direction-Rédaction-Administration-Ventes : 2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19 - Tél. : 200.33.05.

Président-Directeur Général
Directeur de la Publication
Jean-Pierre VENTILLARD

Directeur de la Rédaction **Jean-Claude ROUSSEZ**
Rédacteur en chef **Christian DUCHEMIN**
Secrétaire de Rédaction **Claude DUCROS**
Courrier des Lecteurs **Paulette GROZA**

Publicité : Société auxiliaire de publicité, 70, rue Compans, 75019 Paris. Tél. : 200.33.05 C.C.P. 3793 - 60 Paris.
Chef de publicité **Mlle A. DEVAUTOUR**

Abonnements : 2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris. France : 1 an **95 F** - Etranger : 1 an **135 F.**

Pour tout changement d'adresse, envoyer la dernière bande accompagnée de 2 F en timbres.

IMPORTANT : ne pas mentionner notre numéro de compte pour les paiements par chèque postal.

Ce numéro a été tiré à 102900 exemplaires.



Dépôt légal mai 1983 - Editeur 1126 - Mensuel paraissant en fin de mois. Distribué par S.A.E.M. Transport-Presse. Composition COMPOGRAPHIA - Imprimerie DULAC et JARDIN EVREUX.

COTATION DES MONTAGES

Les réalisations pratiques sont munies, en haut de la première page, d'un cartouche donnant des renseignements sur le montage et dont voici le code :

Temps

- moins de deux heures de câblage
- entre deux et quatre heures de câblage
- plus de quatre heures de câblage.

Ce temps passé ne tient évidemment pas compte de la partie mécanique éventuelle ni du raccordement du montage à son environnement.



Difficulté

- Montage à la portée d'un amateur sans expérience particulière.
- Montage nécessitant des soins attentifs.
- Une excellente connaissance de l'électronique est nécessaire (mesures, manipulations).

Dépense

- Prix de revient inférieur à 200 francs.
- Prix de revient compris entre 200 et 400 francs.
- Prix supérieur à 400 francs.

SOMMAIRE

N° 426
MAI 1983

RÉALISATIONS

TECHNIQUE

Ce numéro comporte un encart numéroté :
Fiches « idées » 59, 60
Fiches « composants » 61, 62

DIVERS

Ont participé à ce numéro :
M. Barthou, M. Bilbille,
J. Ceccaldi, C. Couillec,
M. Crescas,
F. de Dieuleveult, G. Ginter,
P. Gueulle, F. Jongbloët,
P. Patenay, R. Rateau,
J. Sabourin,
J.-P. Signarbieux.

Réalisation



Une carte d'interfaçage à 20 sorties pour ZX 81

Application à la réalisation d'un synthétiseur HF

Le marché des accessoires pour micro-ordinateurs offre une large place aux cartes d'interfaçace d'entrée-sortie. Le plus souvent, circuits d'entrée et de sortie sont regroupés sur un même module, au nombre de huit ou seize, mais rarement plus.

Or, il s'avère que bien des usages nécessitent seulement des circuits de sortie, mais en nombre plus important. C'est le cas, notamment, lors du couplage à un ordinateur de toutes sortes de dispositifs « programmables » digitalement.

Nous allons donc décrire ici la construction d'une carte à vingt sorties, et en montrer une application dans le cadre d'un synthétiseur radio-fréquence pour émission-réception, capable de générer avec la précision du quartz plus de 50000 fréquences comprises entre 500 kHz et 250 MHz, au pas de 5 kHz entre deux canaux adjacents.

L'introduction de l'informatique individuelle à ce niveau offre l'avantage d'une totale souplesse de programmation des fréquences par voie logicielle (Basic).

Principe général des interfaces de sortie

Les circuits de sortie sont les plus simples des dispositifs d'interface pour micro-ordinateurs. En effet, l'unité centrale accompagne toute modification dans l'état de ses bus, de l'émission de signaux de synchronisation. Il suffit alors de piloter par ces signaux des mémoires de type « latch » pour stocker aussi longtemps que voulu les états essentiellement fugaces des bus.

En général, c'est le bus de données (à huit bits sur les microprocesseurs les plus courants) qui véhicule les informations à sortir sur les « périphériques ».

Le décodage du bus d'adresses et des signaux de synchronisation permet aux circuits de sortie de ne tenir compte que des données qui leurs sont strictement réservées. Selon la nature de ce décodage, et selon les procédures logicielles utilisées, les informations sortantes peuvent soit transiter par des « ports », soit utiliser certaines adresses mémoire.

L'avantage de la première solution est de garder intact l'espace mémoire disponibles, mais se paie par la nécessité de recourir au langage machine.

Dans le cas du ZX 81, dont l'espace mémoire est très loin de son plein emploi, il est plus facile de recourir au second procédé, qui utilise de simples ordres POKE. Bien plus, le choix de certaines adresses mémoire

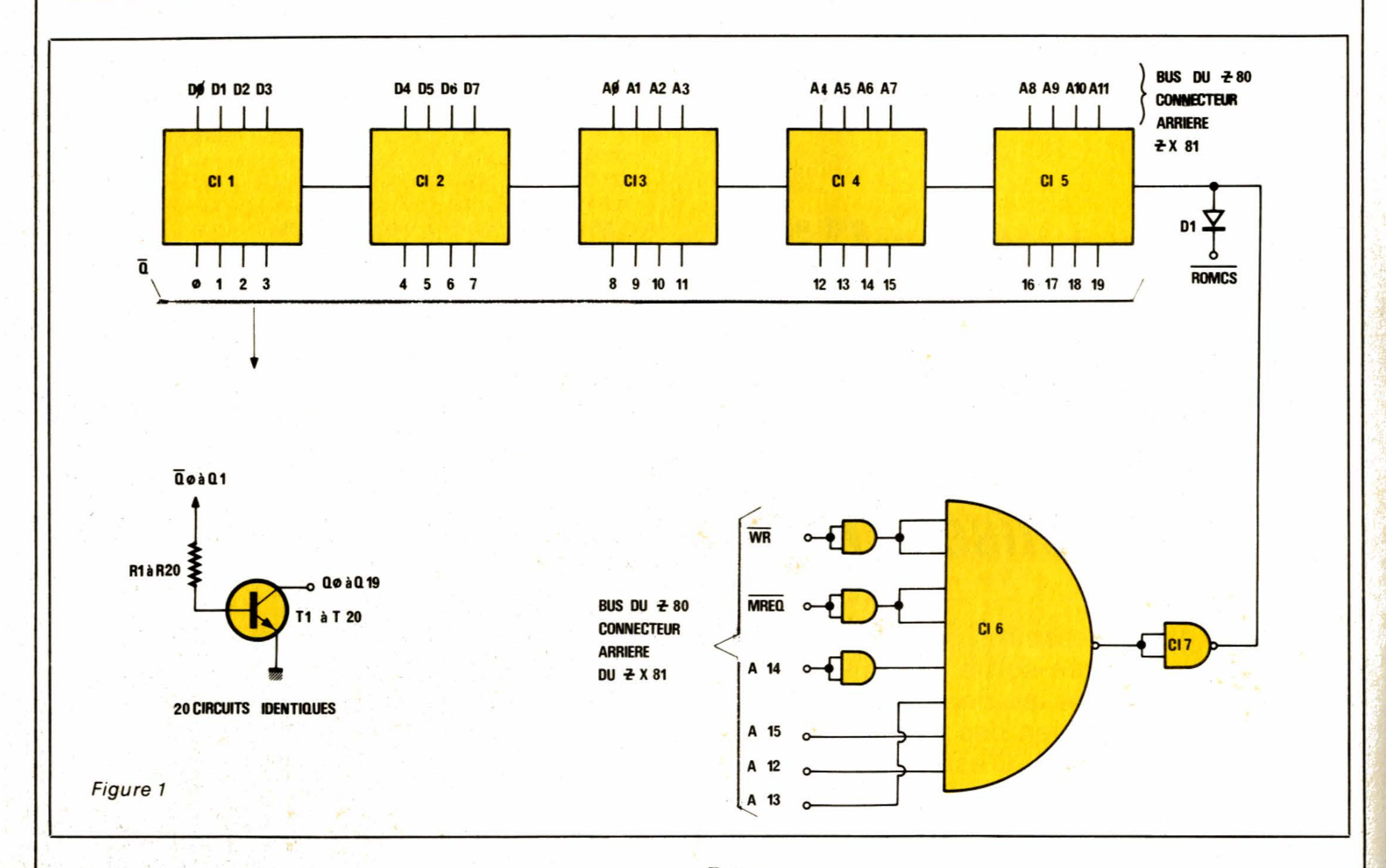


Figure 1

supérieures à 32 K permet de faire passer un « complément d'informations » sur les lignes basses du bus d'adresses. C'est ainsi que nous avons pu obtenir très simplement vingt lignes de sortie : les huit lignes du bus de données, et les douze lignes « basses » du bus d'adresses. Avantage supplémentaire, il est possible d'utiliser tout à fait indépendamment ces deux groupes de bits, comme nous le découvrirons plus loin.

Étude d'une carte à vingt sorties

La **figure 1** reproduit le schéma de principe de notre carte, construite autour du très courant SN 7475 (quadruples latches). La microinformatique procure une nouvelle jeunesse à ces circuits TTL initialement destinés à servir de mémoires d'affichage.

Chaque sortie est équipée d'un transistor en collecteur ouvert permettant toute une variété de branchements directs.

Le cœur du montage réside cependant dans les circuits de décodage pilotant les entrées de commande des 7475. Ces entrées ne recevront l'impulsion d'écriture WR (complément de W̄R̄ du Z80) que lorsque toutes les conditions suivantes seront remplies à la fois :

— M̄R̄ĒQ̄ à Ø (c'est-à-dire mémoire sélectionnée, par opposition à une opération sur port, qui mettrait ĪŌR̄Q̄ à Ø à la place de M̄R̄ĒQ̄),
— A 12, A 13 et A 15 à 1 (ce qui correspond à une adresse mémoire supérieure à 45055, donc inutilisable même par une extension 16 K),
— A 14 à Ø (afin que la RAM soit bloquée, évitant ainsi toute ambiguité due au décodage simplifié de R̄ĀM̄C̄S̄ et R̄ŌM̄C̄S̄ dans le ZX).

Cependant, afin d'empêcher que la non-sélection de la RAM n'entraîne la sélection de la ROM, une diode vient forcer à 1 la ligne R̄ŌM̄C̄S̄. La RAM et la ROM étant toutes deux inhibées, les bus se trouvent ainsi réservés à l'usage exclusif de la carte de sortie pour toutes les adresses mémoire comprises entre 45056 et 49151. Notre carte « consomme » donc 4 K octets d'espace mémoire, ce qui pourrait paraître dispendieux si cette zone n'était laissée à l'abandon par les concepteurs du ZX81 !

Seule conséquence négative, **il ne faudra pas utiliser avec cette carte d'autres modules d'extension de RAM que le 16 K d'origine.** Que l'on se rassure cependant, les programmes d'application proposés se contentent de 1 K octets ! Si maintenant nous lançons un ordre de la forme :

POKE 45056 + X · Y

en présence de la carte, les sorties Ø à 7 de celle-ci prendront la valeur binaire correspondant à Y (via les huit bits du bus de données), alors que les sorties 8 à 19 prendront la valeur binaire de X (via les bits AØ à A11 du bus d'adresses).

Cette possibilité de sortir simultanément un nombre compris entre Ø et 255, et un autre compris entre Ø et 4095 sera vitale pour l'application de synthèse de fréquence qui va être décrite plus loin.

Réalisation pratique

Le circuit imprimé représenté à la **figure 2** a été dessiné en vue de recevoir tous les composants du montage, à l'exception des organes de raccordement à l'ordinateur. On pourra en effet choisir entre deux solutions concurrentes :

— raccordement permanent au moyen d'une nappe de fils directement soudés sur le circuit du ZX81 ;

— utilisation d'un connecteur gigogne à 44 broches, enfiché à l'arrière de la machine.

Un autre avantage de cette option est qu'il sera possible, moyennant quelques modifications mineures, d'adapter la carte à d'autres ordinateurs basés sur l'emploi du Z80. La **figure 3** reproduit le plan de câblage, qui ne soulève pas de commentaires particuliers. Insistons seulement sur la nécessité d'une constante vigilance lors du raccordement à l'ordinateur, tout « croisement » de fils pouvant bloquer tout le système.

Chaque fois que la chose sera possible, on utilisera de préférence des circuits intégrés de la famille TTL « LS », qui consomment moins tout en réduisant la sollicitation des bus de la machine. Les références à approvisionner seront donc de la forme 74LS75, 74LS00, etc.

Pour tester la carte achevée, il suffit de lancer quelques ordres POKE bien choisis, et de contrôler l'effet produit au niveau des sorties, soit au moyen d'un contrôleur, soit grâce à des diodes LED. Par exemple, la commande :

POKE 45056,0

doit mettre tous les collecteurs des transistors de sortie à la masse, alors que :

POKE 49151,255

doit bloquer ces mêmes transistors tous à la fois. Notons qu'il existe **plus d'un million** de combinaisons possibles, et qu'il ne saurait donc être question de les essayer toutes !

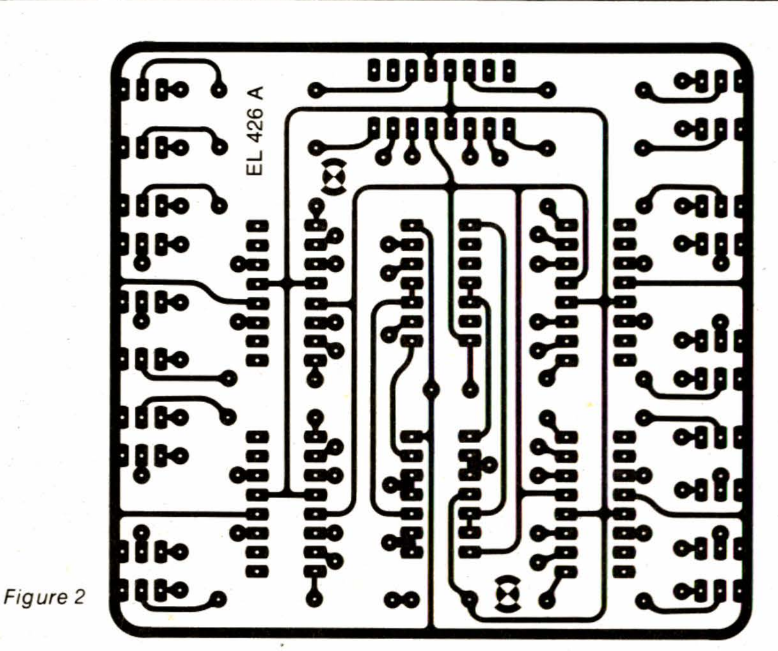


Figure 2

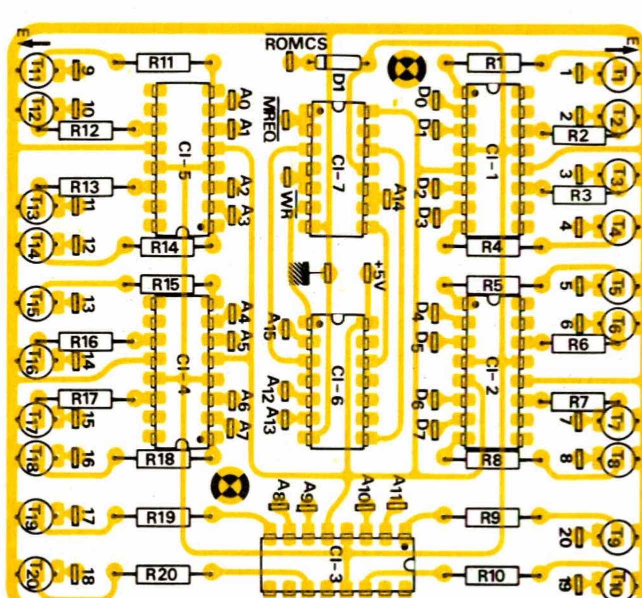
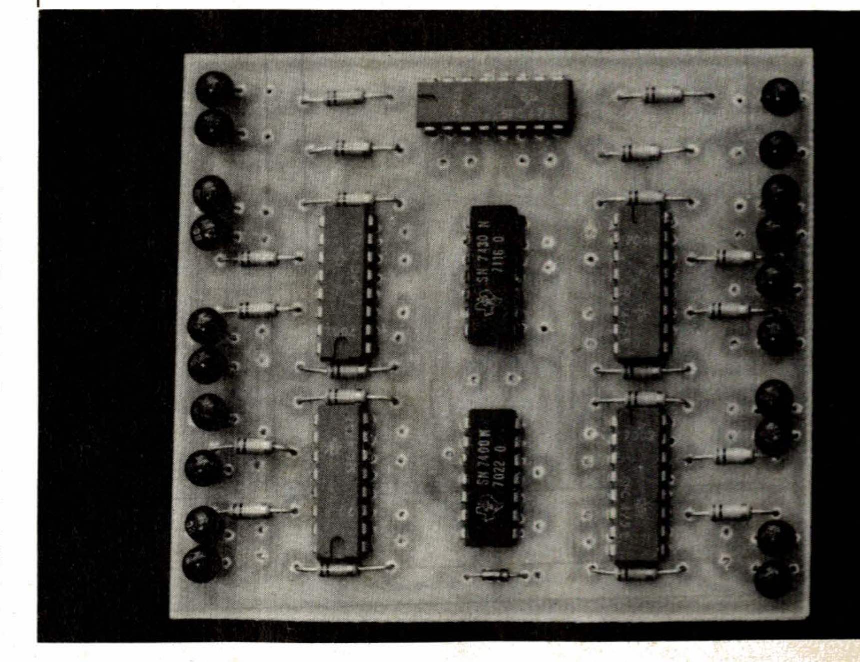


Figure 3



Application :

Un synthétiseur HF programmable

Notre but ne sera pas ici de détailler le fonctionnement des synthétiseurs de fréquence, qui a déjà été largement étudié par ailleurs. Nous nous bornerons donc à décrire les principales caractéristiques du montage dont la **figure 4** donne le schéma de principe, avant de traiter de son raccordement à notre carte d'interface.

Ce montage rassemble des circuits intégrés appartenant à des familles très diverses, depuis un linéaire jusqu'à un diviseur ECL, en passant par les technologies MOS et CMOS. Le fonctionnement extrêmement performant qui en résulte est le suivant :

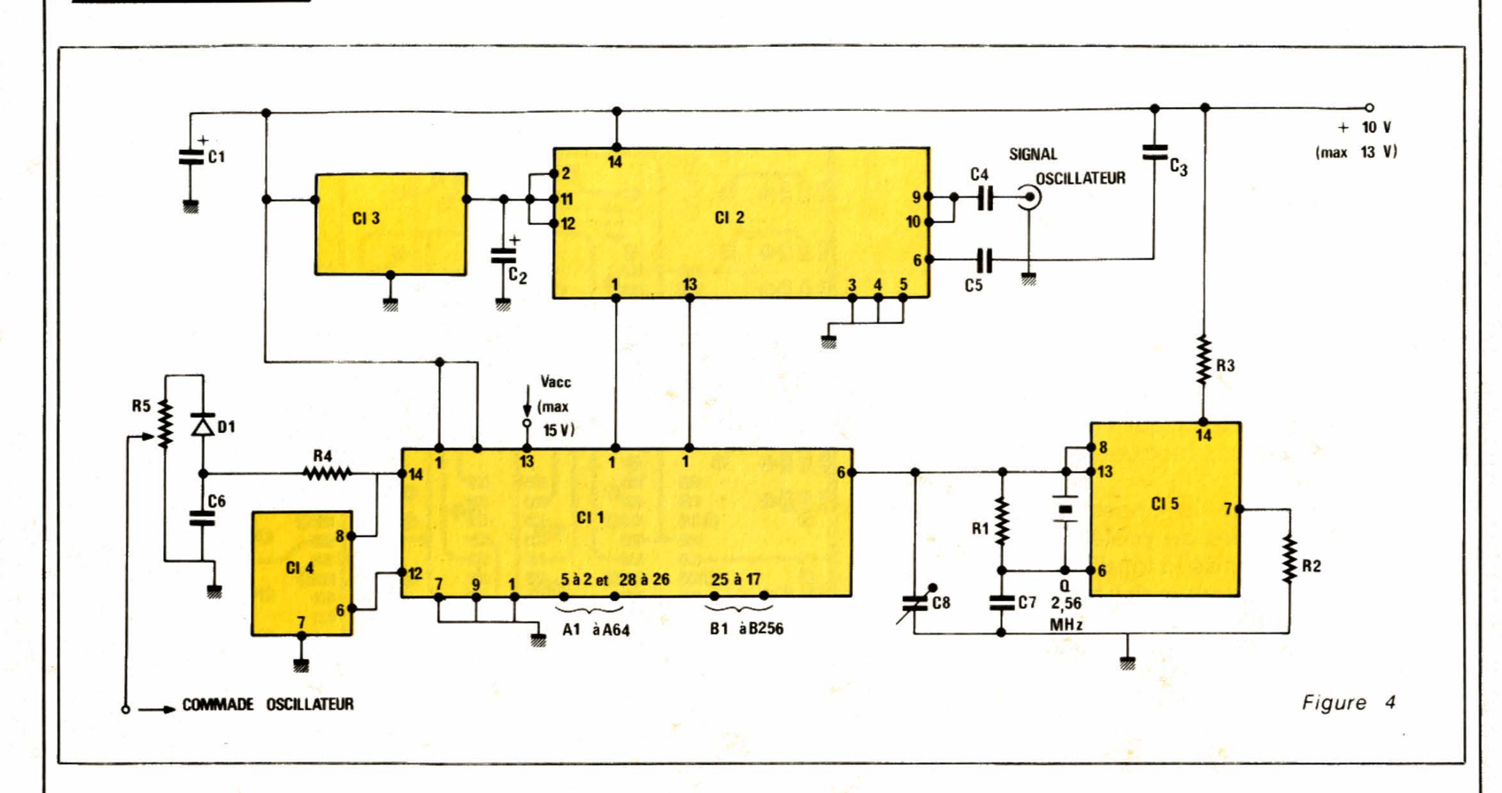


Figure 4

Si le montage est attaqué par une fréquence générée par un oscillateur, et pour peu que sa sortie vienne commander une diode Varicap insérée dans le circuit accordé de cet oscillateur, on pourra alors asservir avec la précision du quartz la fréquence de cet oscillateur à des informations binaires appliquées aux seize lignes d'entrée du S 187 B. Bien sûr, il faut choisir une fréquence tombant dans le domaine pouvant être couvert par l'oscillateur.

En simplifiant les choses, le synthétiseur délivre tout bonnement une tension d'autant plus positive que la fréquence de l'oscillateur est inférieure à la valeur programmée. Alimentée par cette tension, la Varicap agit de façon à rétablir l'égalité.

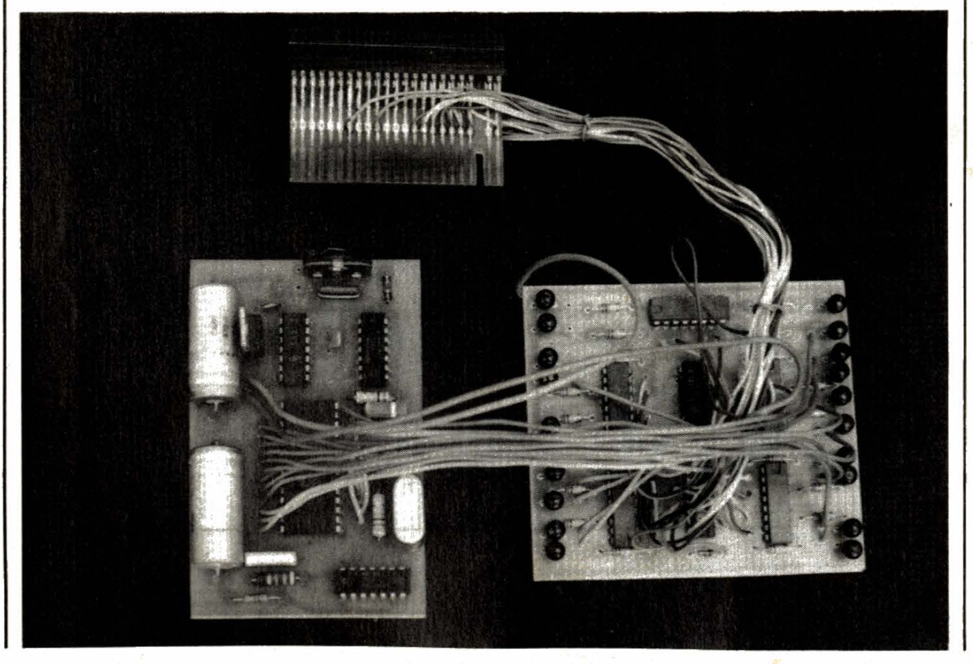
Pour ce faire, il faut fournir aux diviseurs programmables apparaissant sur la **figure 5**, deux nombres A et B, compris respectivement entre 0 et 128, et entre 0 et 512. Dès lors, la fréquence programmée obéit à la relation suivante :

$$F\ (\text{kHz}) + 5\ [A + (100 \times B)]$$

On en déduit que l'incrément, ou pas, du synthétiseur sera de 5 kHz, ce qui est un espacement courant entre canaux radiotéléphoniques. L'éventail de fréquences théorique serait de 5 kHz à 256,640 MHz, mais les limitations du prédiviseur S89 restreignent celui-ci à la plage de 500 kHz à 250 MHz. On peut cependant souvent déborder de ces limites sans problèmes majeurs.

Si l'application de cette formule permet un choix très souple de n'importe quelle fréquence, elle se prête mal à une commande manuelle, par roues codeuses par exemple.

C'est là que l'informatique apporte une solution extrêmement élégante : l'ordinateur peut facilement calculer A et B pour n'importe quelle fré-



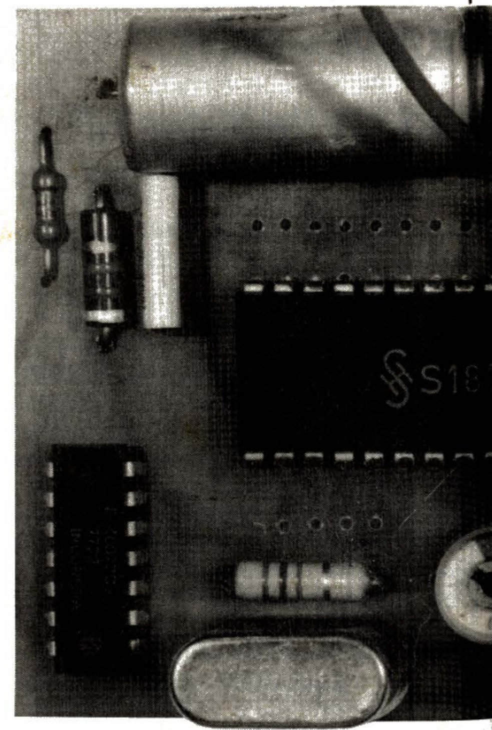
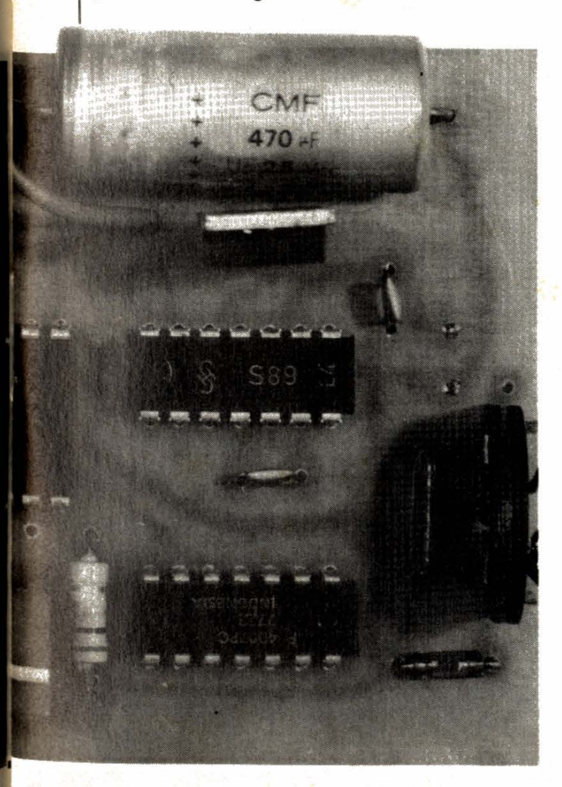


Figure 5

quence, et transmettre ces deux valeurs au synthétiseur, par l'intermédiaire des deux parties d'une instruction POKE, et... de la carte d'interface.

Avant toute chose, il faut bien sûr graver le circuit imprimé de la **figure 6**, et l'équiper conformément au plan de la **figure 7.**



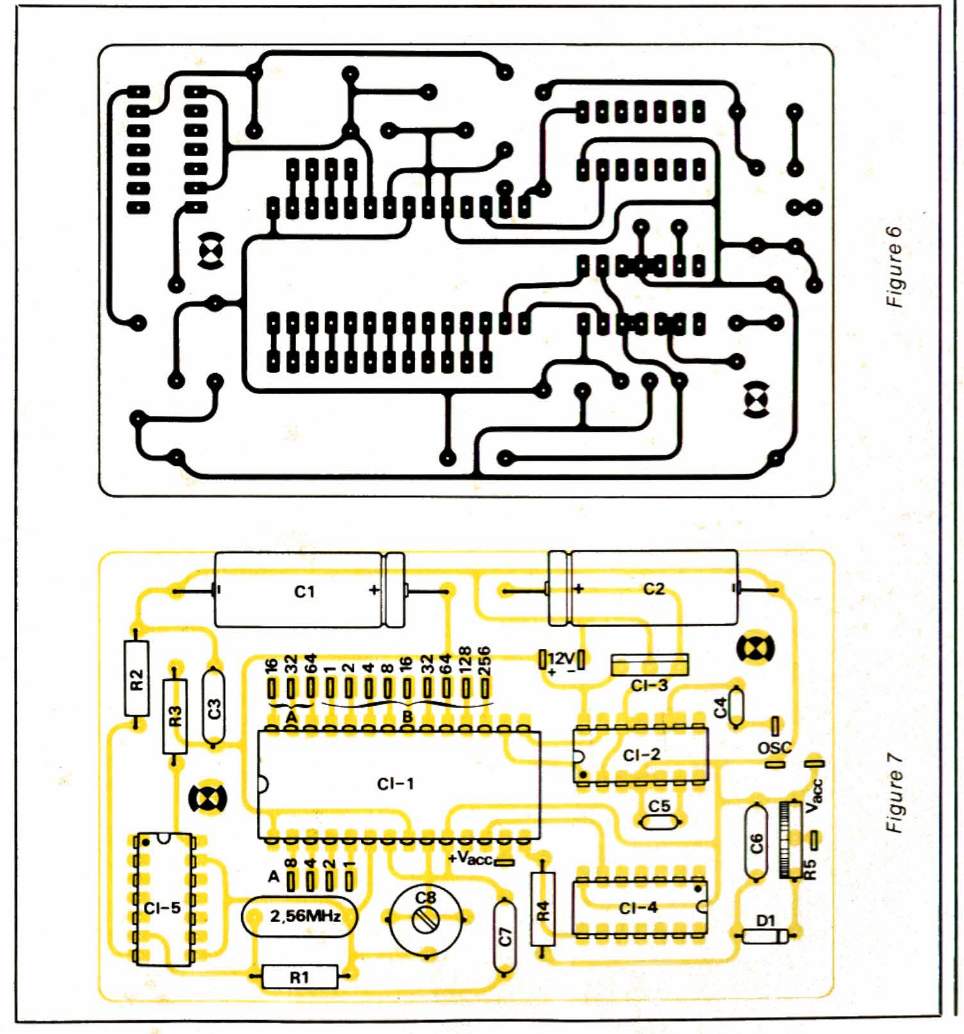


Figure 6

Figure 7

Le choix de la fréquence du quartz est critique, car c'est à partir de sa valeur et d'un rapport de division interne au S187B qu'est obtenu le pas de 5 kHz.

Le tableau de la **figure 8** montre toutefois comment quelques autres valeurs peuvent être utilisées, au prix d'un câblage différent des broches 8, 9 et 10 du S187B. Pour ce qui est de l'interconnexion entre le synthétiseur et la carte d'interface, on se guidera sur le tableau de la **figure 9** qui donne également, pour information, le « poids » de chaque ligne dans le calcul de la fréquence.

Mise en œuvre

Le point le plus délicat reste bien sûr l'adaptation à l'oscillateur local du récepteur, ou au VFO de l'émetteur. La **figure 10** donne un exemple de VFO pour la bande des 27 MHz, spécialement étudié pour être raccordé au synthétiseur. Dans bien des cas, cependant, il suffit de bobiner trois ou quatre spires de fil isolé par dessus le bobinage oscillateur, pour disposer d'un signal très correct pour le S89.

La broche 13 du S187B permet d'utiliser pour la commande de la Varicap toute tension disponible mais **inférieure à 15 V.** Dans bien des cas, toutefois, le + 12 V général suffira, puisque le synthétiseur rattrapera toute dérive imputable à cette tension.

Une fois l'interconnexion établie, et une fréquence d'essai programmée, il faut « accrocher » l'oscillateur sur le synthétiseur en agissant sur les éléments LC ajustables, et sur le potentiomètre du synthétiseur. Dès lors, il n'y aura plus à se préoccuper de l'oscillateur, totalement placé sous la dépendance du système digital. Lors de ces réglages, on ne saurait trop conseiller le contrôle au moyen d'un fréquencemètre précis. L'examen de la tension de commande de la Varicap permet, pour sa part, de visualiser clairement le verrouillage de la boucle PPL.

Figure 8 - Utilisation de quartz d'autres fréquences

br 10	br 9	br 8	Rapport de division	f quartz exacte pour pas de 5 kHz
0	0	0	2048	10,240 MHz
0	1	0	1000	5,000 MHz
0	0	1	512	2,560 MHz
0	1	1	256	1,280 MHz
1	0	0	2560	12,800 MHz
1	1	0	1250	6,250 MHz
1	0	1	640	3,200 MHz
1	1	1	320	1,600 MHz

Figure 9 - Tableau d'interfaçage

BUS ZX81	Sorties carte interface	Entrées carte synthétiseur	Poids en fréquence
D_0	1	A_1	5 kHz
D_1	2	A_2	10 kHz
D_2	3	A_4	20 kHz
D_3	4	A_8	40 kHz
D_4	5	A_{16}	80 kHz
D_5	6	A_{32}	160 kHz
D_6	7	A_{64}	320 kHz
D_7	8	N.C.	—
A_0	9	B_1	500 kHz
A_1	10	B_2	1 MHz
A_2	11	B_4	2 MHz
A_3	12	B_8	4 MHz
A_4	13	B_{16}	8 MHz
A_5	14	B_{32}	16 MHz
A_6	15	B_{64}	32 MHz
A_7	16	B_{128}	64 MHz
A_8	17	B_{256}	128 MHz
A_9	18	N.C.	—
A_{10}	19	N.C.	—
A_{11}	20	N.C.	—
A_{12} A_{14} A_{15}	décodage 45056 (adresse de base)		

Quelques programmes

Sans programme d'accompagnement, tout ce système reste à peu près inutilisable. C'est le logiciel, plus ou moins sophistiqué, qui lui sera associé, qui lui conférera toute la puissance dont il est capable:

Le programme de la **figure 11** se contente de provoquer la synthèse de la fréquence entrée au clavier, lors d'un très simple dialogue conversationnel. Notons que la machine informe l'utilisateur des éventuels « arrondis » auxquels elle se livre automatiquement si la fréquence demandée n'est pas multiple de 5 kHz.

Le programme de la **figure 12** présente une application beaucoup plus évoluée, le balayage permanent d'une bande de fréquences spécifiée.

Comme il s'agit là de réception, il est prévu de « déclarer » à la ligne 160 la valeur de la moyenne fréquence du superhétérodyne, afin que la fréquence s'affichant sur l'écran soit bien celle effectivement reçue.

Il est facile de modifier les paramètres que sont la vitesse de balayage, ou le pas d'incrémentation de la fréquence.

Ce programme peut n'être considéré qu'en tant que routine devant être incorporée à un logiciel beaucoup plus perfectionné.

On pourrait imaginer, par exemple, de relier la sortie BF du récepteur à l'entrée cassette du ZX81 qui, grâce à un sous-programme écrit en langage machine, viendrait tester la présence ou l'absence de trafic sur la fréquence reçue. Dès lors, cette fréquence pourrait être maintenue sur écoute, ou imprimée sur papier associée à l'heure, à la durée d'occupation, etc.

Mais il ne s'agit là que d'un exemple: un synthétiseur piloté par ordinateur ayant des possibilités encore bien plus étendues, il est vraisemblable que nos lecteurs ne seront guère embarrassés pour en tirer profit...

P. GUEULLE

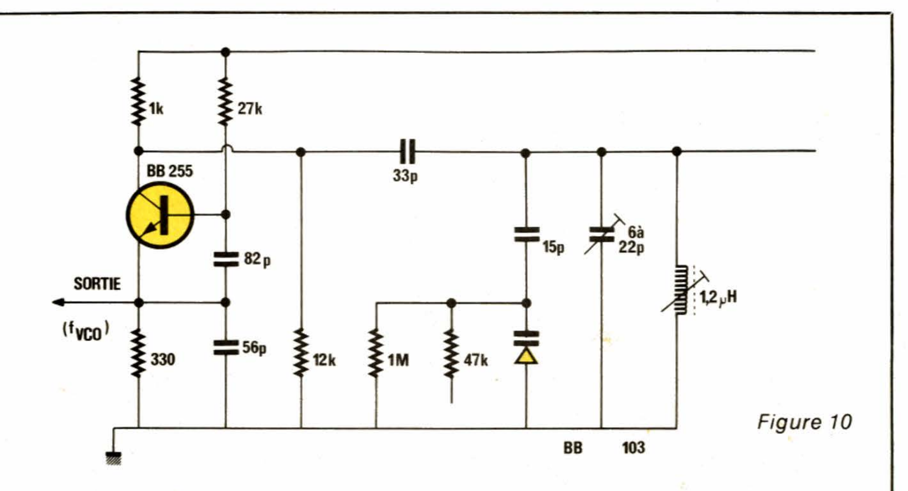


Figure 10

```
    1 REM SYNTHETISEUR HF
   10 PRINT AT 10,4;"FREQUENCE A
SYNTHETISER ?"
   20 PRINT AT 13,8;"( EN MEGAHER
TZ )"
   30 INPUT F
   35 IF F<.5 OR F>250 THEN GOTO
120
   40 LET N=F*2
   50 LET B=INT N
   60 LET A=INT (.5+(100*(N-B)))
   70 POKE (45056+B),A
   80 CLS
   90 PRINT AT 10,5;" VOICI DU ";
.005*(A+100*B);" MHZ"
  100 PRINT AT 20,4;"POUR CHANGER
: NEWLINE"
  110 INPUT A$
  120 CLS
  130 GOTO 10
  140 REM COPYRIGHT 1983
```

Figure 11

```
   10 REM BALAYAGE
   20 PRINT "FREQUENCE BASSE EN M
HZ ?"
   30 INPUT FB
   40 CLS
   50 PRINT "FREQUENCE HAUTE EN M
HZ ?"
   60 INPUT FH
   70 CLS
   80 PRINT AT 10,6;"BALAYAGE ENT
RE"
   90 PRINT AT 13,0;FB;"      ET";F
H;" MHZ"
  100 PRINT AT 16,6;"DE 5 EN 5   K
HZ"
  110 FOR F=FB TO FH+.005 STEP .0
05
  120 LET N=F*2
  130 LET B=INT N
  140 LET A=INT (.5+(100*(N-B)))
  150 PRINT AT 0,0;F;" MHZ      "
  160 LET FI=-.455
  170 LET FR=F+FI
  180 LET N=FR*2
  190 LET B=INT N
  200 LET A=INT (.5+(100*(N-B)))
  210 POKE (45056+B),A
  220 FOR G=0 TO 100
  230 NEXT G
  240 NEXT F
  250 GOTO 110
  260 REM COPYRIGHT 1983
```

Figure 12

Nomenclature de la carte à 20 sorties

Résistances

R_1 à R_{20} : 10 kΩ 1/4 W 5 %

Transistors

T_1 à T_{20} : BC236 ou voisin

Circuits intégrés

CI_1 : 74LS75
CI_2 : 74LS75
CI_3 : 74LS75
CI_4 : 74LS75
CI_5 : 74LS75
CI_6 : 74LS30
CI_7 : 74LS00

Autres semiconducteurs

D_1 : 1N 4148

Divers

Nappe de fils
Connecteur arrière ZX81

Nomenclature du synthétiseur

Résistances 1/2 W 5 %

R_1 : 22 MΩ
R_2 : 8,2 kΩ
R_3 : 4,7 kΩ
R_4 : 10 kΩ
R_5 : 1 MΩ pot ajustable

Condensateurs

C_1 : 470 µF 16 V
C_2 : 470 µF 16 V
C_3 : 0,1 µF
C_4 : 1 nF
C_5 : 1 nF
C_6 : 10 nF
C_7 : 150 pF
C_8 : 6/22 pF ajustable

Circuits intégrés

CI_1 : S187B Siemens
CI_2 : S89 Siemens
CI_3 : 7805
CI_4 : CD 4007
CI_5 : CD 4007

Autres semiconducteurs

D_1 : 1N 4148

Divers

Quartz 2,56 MHz (voir texte)

Réalisation

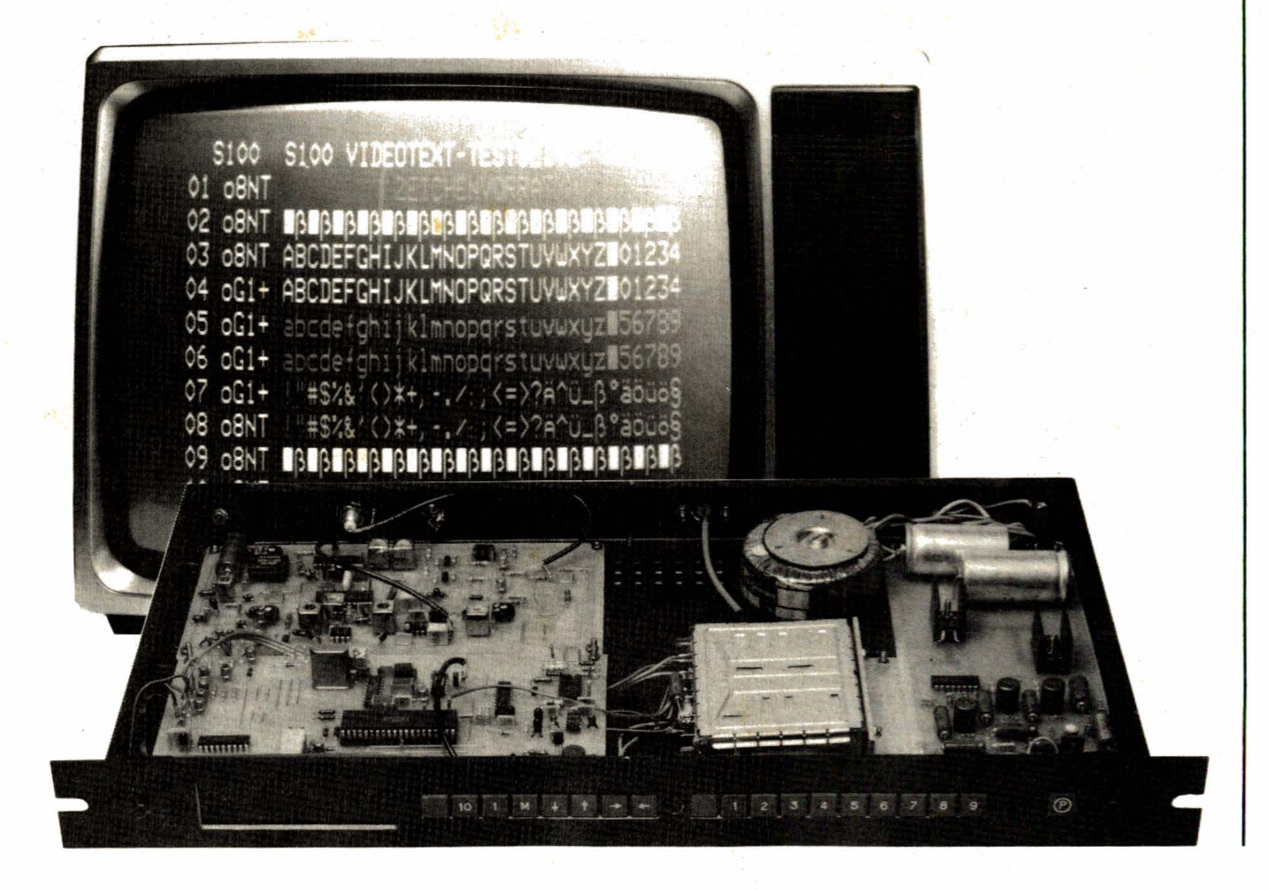
Platine TV multistandard à synthèse de fréquence



Système SDA 210 Siemens

Dans les numéros 420 à 423 de Radio Plans, nous vous avions présenté l'ensemble HF/FI d'un récepteur multinorme dont les commandes d'accord étaient confiées à des circuits Plessey. Ces circuits sont malheureusement indisponibles à cause d'ennuis de fabrication. Que les lecteurs ayant été intéressés et désireux de réaliser cet ensemble trouvent ici toutes nos excuses. Les représentants anglais ont malgré tout décidé de nous envoyer un très petit nombre de circuits de manière à ne pas pénaliser cette réalisation.

Nous avions aussi signalé que nous serions en mesure, dans les plus brefs délais, de présenter un nouvel appareil équipé de circuits Siemens si l'approvisionnement des circuits Plessey posait de nombreux problèmes. Avec ces circuits, employés par les industriels de la télévision : Océanic et Barco, il n'existera aucun problème d'approvisionnement.



Structure du système

Tous les circuits employés appartenant à la famille SDA 2000, ce système a été baptisé, par son constructeur, système SDA 210. Le schéma synoptique de la **figure 1** représente l'organisation et la structure que nous avons choisies. Nous verrons, par la suite, que ces circuits peuvent se prêter à des configurations différentes.

Retenons que le cœur du système est un microcontrôleur qui reçoit des instructions, code, décode, et gère la boucle à verrouillage de phase, la mémoire, l'affichage... Cette configuration est universelle et adoptée par tous les constructeurs ayant une branche grand public : RTC, ITT, Motorola, Plessey avec le nouveau système SP 5000 et bien sûr, Siemens avec le SDA 210.

Configuration universelle n'est pas synonyme d'équivalence et à notre connaissance, seul le prédiviseur SDA 2101 Siemens peut être remplacé par le prédiviseur U664 B Telefunken qui propose aussi son propre jeu de circuits réalisant les mêmes fonctions.

Le système SDA 210

Le système SDA 210 est un système modulaire de contrôle et d'accord par synthèse de fréquence, spécialement destiné à être utilisé dans une vaste gamme de récepteurs TV allant du récepteur portatif au modèle de haut de gamme.

Le système de base peut stocker 30 programmes, sélectionner un canal parmi 100, gérer toutes les commandes du récepteur jusqu'aux fonctions Vidéotexte et afficher le numéro du programme ou du canal sur un afficheur à diodes électroluminescentes à deux chiffres.

Cinq circuits intégrés sont nécessaires pour réaliser ces fonctions. Le microcontrôleur SDA 2010, le prédiviseur ECL par 64 SDA 2001, le PLL SDA 2112, la mémoire non volatile 32 × 16 SDA 2006 et le circuit de décodage et d'affichage SDA 2130. La télécommande infrarouge est réalisée par deux circuits intégrés supplémentaires gérant : le récepteur TV, les fonctions vidéotexte et un magnétoscope.

Le microcontrôleur assure le décodage des informations transmises. Le circuit SDA 2008 est le circuit émetteur et le TDA 4050 B est le préamplificateur du récepteur.

Si le circuit d'affichage et de décodage SDA 2130 est remplacé par le circuit SDA 2124, le numéro du canal et le numéro du programme peuvent être visualisés simultanément. Il est aussi possible d'employer un circuit d'affichage sur l'écran SDA 2105 pour le numéro du canal. Et enfin, la mémoire non volatile SDA 2006 peut être remplacée par une mémoire 84 × 16 SDA 2106, ce qui permet de stocker pour chaque programme deux valeurs analogiques supplémentaires.

La caractéristique modulaire de ce système contrôlé par microprocesseur ne repose pas simplement sur le nombre de circuits intégrés utilisables mais aussi sur les caractéristiques de programmation du microcontrôleur.

Bien que le contrôleur contienne un programme fixe dans sa propre ROM, les caractéristiques du système et son emploi sont extrêmement variées. Cette souplesse est obtenue non seulement par le large éventail de commandes locales ou à distance qui peuvent être sélectionnées par chaque concepteur mais aussi, et ce qui est plus important, par le concept modulaire du programme. Pour les fonctions de réception en mode télévision, qui dépendent fortement de la philosophie des concepteurs, différents programmes, stockés dans la ROM interne du microcontrôleur, peuvent être sélectionnés par de simples diodes externes. Chaque concepteur peut alors sélectionner le mode de fonctionnement qui lui convient. La structure modulaire tant sur le plan circuits que programme donne un bon compromis entre le coût et l'originalité de tel ou tel système.

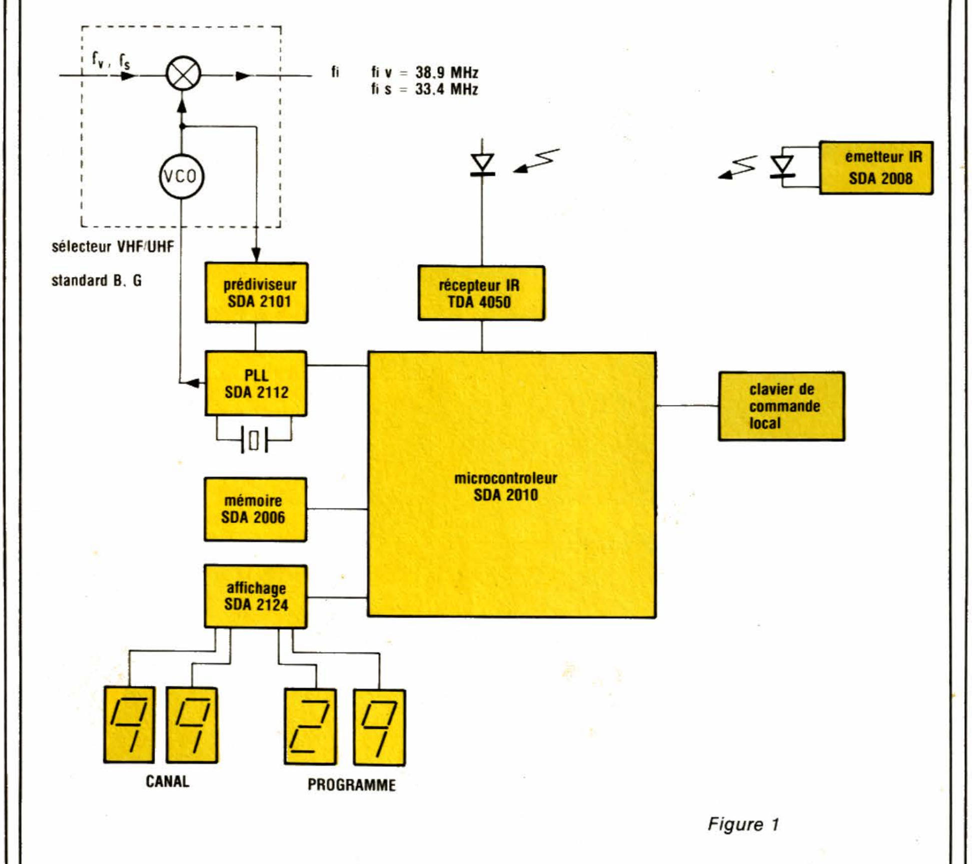


Figure 1

Les différentes fonctions pouvant être envisagées

On peut scinder les caractéristiques du système SDA 210 en deux parties distinctes : les fonctions élémentaires ou fonctions de base et les fonctions annexes ou options.

Les fonctions élémentaires sont au nombre de 3 :

— verrouillage de l'oscillateur local par le synthétiseur — pas de 125 kHz —,

— accès direct aux 100 canaux

mémorisés dans la mémoire morte du SDA 210,

— clavier de commande local : 36 instructions.

Les options :

— affichage du canal **ou** du programme grâce au circuit SDA 2130,

— affichage du canal **et** du programme grâce au circuit SDA 2124,

— affichage du numéro du canal sur l'écran : SDA 2105 et du programme sur afficheur à LED SDA 2130,

— recherche automatique,

— commande automatique de fréquence,

— gestion du décodeur de texte : Antiope par exemple,

— gestion des commandes d'un magnétoscope V 2000,

— clavier de commande à distance, transmission par infrarouges. 63 instructions,

— utilisation en récepteur multistandard aux normes B, C, G, L, L',

— mémoire de programme SDA 2006 : stockage de 30 programmes différents,

— emploi des quatre commandes analogiques : volume, lumière, contraste, couleur,

— mémoire de programme SDA 2106 permettant, en plus du stockage des 30 programmes, la mémorisation de deux grandeurs analogiques différentes par programme.

Brève description du microcontrôleur

Le microcontrôleur SDA 2010 est dérivé du microprocesseur 8048 et est fabriqué en technologie NMOS. Son fonctionnement est assuré par une tension d'alimentation de 5 V. Pour des raisons de simplicité, le nombre d'instructions du SDA 2010 a été réduit à 65, ce qui est cependant suffisant pour résoudre des problèmes de contrôle complexes avec un minimum de software. Chacune des 65 instructions nécessite un ou deux cycles de 10 œS. La capacité mémoire est de 2 k octets en ROM et 64 octets en RAM. Le SDA 2010 comporte 30 lignes d'entrées/ sorties et quatre sorties analogiques. Les quatre sorties analogiques proviennent de convertisseurs numérique/ analogique 6 bits qui fonctionnent comme des modulateurs de largeur d'impulsion avec une fréquence de travail de 2 kHz. Les entrées/ sorties numériques sont constituées par deux ports 8 bits et deux ports 4 bits qui peuvent être utilisés comme entrées ou sorties ou entrées et sorties.

L'entrée T_1, détecteur de passage à zéro, sera employée comme entrée d'arrêt de recherche et T_0 comme entrée démodulateur d'un signal provenant du récepteur de télécommande infrarouge.

Le circuit SDA 2010 n'est donc absolument pas destiné à des fonctions de calcul mais tout simplement à des fonctions de contrôle.

Ces fonctions de contrôle peuvent être diverses, le SDA 2010 trouvant sa place dans les appareils les plus divers. Il existe actuellement plus de 30 circuits SDA 2010 contenant des programmes différents. Le circuit de contrôle et de commande de récepteur de télévision est le premier de cette famille et a reçu l'appellation SDA 2010 A001.

Avant de passer en revue les possibilités du système, nous examinerons en détail le prédiviseur SDA 2101, le diviseur programmable SDA 2112, la mémoire non volatile SDA 2006 et le circuit d'affichage SDA 2124.

Le SDA 2101

Le SDA 2101 contient un préamplificateur et un diviseur ECL par 64. Il est capable de fonctionner jusqu'à 1 GHz. Ce composant est spécialement prévu pour être utilisé dans les récepteurs de télévision dont l'accord est réalisé par un synthétiseur. La consommation du circuit est extrêmement basse : en regard de la plage de fréquence utilisable : 80 MHz à 1 GHz, 70 mA pour une tension d'alimentation de 5 V. Le signal d'entrée est appliqué, via un condensateur ayant une faible inductance série, à l'entrée d'une chaîne de cinq préamplificateurs. Aucun préamplificateur externe n'est donc nécessaire et le signal issu d'un oscillateur local peut être appliqué directement à l'entrée sans aucun problème.

Les deux premiers étages diviseur sont constitués par une bascule rapide et les deux suivants par deux bascules chacun.

Le diviseur global vaut donc 64. Le signal de sortie est au standard ECL et l'on dispose des deux sorties symétriques Q et $\overline{Q}$.

La résistance de sortie vaut environ 500 Ω — charge des transistors montés en émetteur commun — et l'excursion maximale du signal de sortie environ 0,5 V. Le schéma synoptique du prédiviseur est représenté à la **figure 2.** Le circuit SDA 2101 pourra être remplacé par le U 664 B fabriqué par Telefunken.

Le SDA 2112

Le circuit SDA 2112 est le PLL du système d'accord par synthèse de fréquence SDA 210. Le schéma synoptique du circuit est représenté à

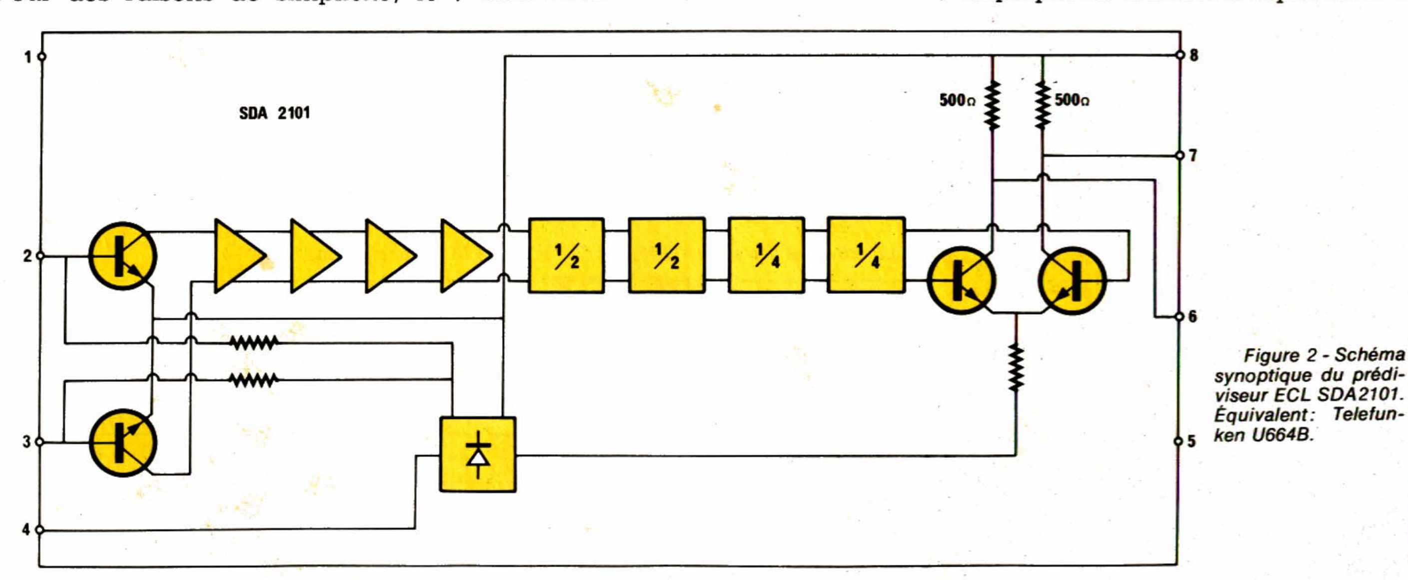


Figure 2 - Schéma synoptique du prédiviseur ECL SDA2101. Équivalent: Telefunken U664B.

la **figure 3.** Il permet l'accord direct sur les canaux TV avec un pas de 125 kHz sur les bandes I, III, IV et V. Tous les sous-ensembles nécessaires à la boucle à accrochage de phase sont intégrés dans le circuit : diviseur programmable 13 bits, registre à décalage 16 bits, oscillateur à quartz et son diviseur, et finalement le comparateur phase/ fréquence. La boucle est stable grâce à deux éléments de filtrage supplémentaires. Les informations d'accord relatives à la programmation du diviseur 13 bits sont fournies par le microprocesseur.

Le nombre N programmé est compris entre 256 et 8191, et associé à un nombre supplémentaire de 3 bits représentant la bande concernée : I, III, IV et V.

Le mot de 16 bits résultant est sérialisé par le microcontrôleur et pénètre dans le PLL dans l'ordre suivant : bit le moins significatif en premier et bit le plus significatif en dernier. Les données présentées à l'entrée IFO, broche 8 du circuit intégré, ne sont prises en compte que si l'entrée PLE, broche 10 du circuit, est à l'état haut comme le montre le diagramme des temps de la **figure 4.**

Le décalage est assuré par les fronts montants du signal d'horloge CPL présent sur la broche 7 du circuit. A la fin du décalage, matérialisée par le front descendant du signal PLE, les données sont retenues dans des bascules servant de mémoire tampon. Les données sortent bien entendu en parallèle du registre. Un quartz de 3,00 MHz est connecté aux entrées 1 et 2 de l'oscillateur. La sortie oscillateur, qui sera utilisée pour le microcontrôleur, est disponible à la broche 13 et une sortie 62,5 kHz à la sortie CL broche 6 du circuit.

Le signal de référence est obtenu par divisions successives du signal de fréquence horloge. La fréquence de l'oscillateur à quartz valant 3,000 MHz et le diviseur programmable 1536, la fréquence de comparaison vaut sensiblement 1,9538 kHz. Il vient donc un pas entre fréquences synthétisables de 64 × 1,9538 = 125,000 kHz. Les sorties UHF, VHF et bande I, III sont à collecteur ouvert et ont des niveaux actifs bas. Le tableau de la **figure 5** rend compte de l'état des sorties UHF, VHF et bande I/ III. Le diviseur programmable possède deux entrées F et F compatibles ECL, c'est dire que l'interconnexion du SDA 2101 et du SDA 2112 est immédiate.

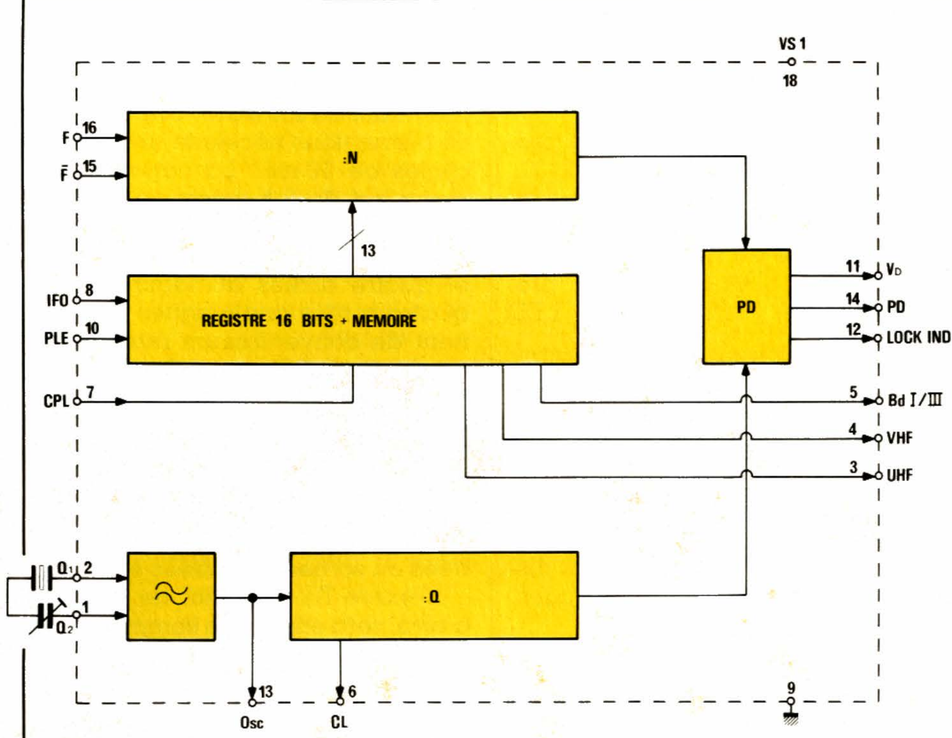


Figure 3 - Schéma synoptique du diviseur programmable et de la chaîne délivrant la fréquence de référence.

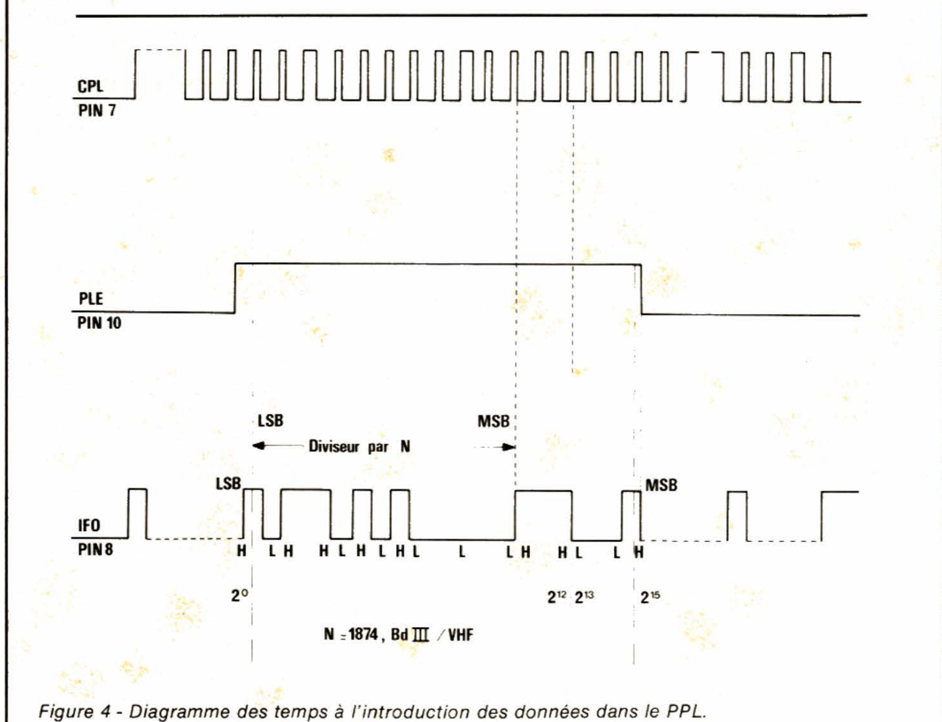


Figure 4 - Diagramme des temps à l'introduction des données dans le PPL.

Figure 5 - État des sorties UHF, bande I et bande III en fonction des bits 2^{13} à 2^{15}.

bits entrée IFO			Sorties			Bande en fonctionnement
2^{13}	2^{14}	2^{15}	I/III	VHF	UHF	
1	1	0	1	1	0	IV V
1	0	1	1	0	1	I
0	0	1	0	0	1	III
ou 0	1	1	0	1	1	III

BROCHE	Niveaux		Remarques
15 INV	Bas V_{pp}	Haut V_{DD}	
14 DA/DA	$D_E = D_A$	$D_E = D_A$	
16 REC/REC	Haut	Bas	pendant l'entrée des données
12 CK/CK	Haut	Bas	niveau actif de l'impulsion de décalage
13 L/L	Bas	Haut	pendant la reprogrammation

Figure 6 - Niveaux actifs des entrées en fonction du niveau appliqué sur l'entrée INV.

BROCHE	Niveaux	Longueur du mot
4 STWL	Bas	8 bits
	Haut circuit ouvert ou V_{DD}	12 bits

Figure 7 - Sélection de la longueur du mot par commutation sur la broche STWL.

B_0	B_1	B_2	B_3	Instructions
0	1	1	1	Lecture avec D_9 bit le moins significatif
0	0	1	1	Lecture avec D_1 bit le moins significatif
0	0	0	1	Programmation

Figure 8 - Décodage de l'instruction pour un mot de 12 bits.

B_1	B_2	Instructions
1	1	Lecture avec D_9 bit le moins significatif
0	1	Lecture avec D_1 bit le moins significatif
0	0	Programmation

Figure 9 - Décodage de l'instruction pour un mot de 8 bits.

Les sorties P_D et V_D sont connectées à un circuit RC. V_D correspond à la tension d'accord du VCO du sélecteur et est connectée par une résistance externe à une tension d'alimentation auxiliaire.

Le verrouillage peut être visualisé en utilisant la sortie LOCK IND qui est à l'état bas lorsque la broche est verrouillée.

Le SDA 2006

Le circuit intégré SDA 2006 est une mémoire effaçable et reprogrammable électriquement d'une capacité de 512 bits organisée en 32 mots de 16 bits. Les instructions, l'adresse et la commande du circuit sont sérialisées et comportent 8 bits ou 16 bits, la commutation de la longueur du mot est programmable.

Les temps d'effacement et d'écriture sont déterminés par les signaux de contrôle internes.

Le circuit intégré est fabriqué en technologie MOS et toutes les sorties sont à drain ouvert. Les niveaux actifs des signaux d'entrée et de sortie sont commutables par câblage externe.

Comme pour toutes les EAROM, le circuit peut être reprogrammé jusqu'à plus de 10 000 fois, aucun rafraîchissement n'est nécessaire pendant la lecture et le temps de rétention est spécifié supérieur à 10 ans.

Description et fonctionnement

Le transfert des informations est effectué en série sur un bus de cinq lignes comprenant : l'entrée des informations D_E, la sortie des informations D_A ou son complément D_A, un signal d'information reçue : REC ou son complément REC, un signal de chargement L et son complément L, une entrée horloge CK ou son complément CK.

Les niveaux actifs pour les entrées et les sorties peuvent être inversés en fonction du potentiel appliqué à l'entrée INV. L'inversion — complément ou non — est simultanée pour les quatre lignes du bus concernées et est conforme au tableau de la **figure 6.**

Les informations déterminant le fonctionnement du circuit sont appliquées à l'entrée D_E et représentent un mot de 8 bits ou un mot de 12 bits, la longueur du mot est choisie par le niveau appliqué à l'entrée STWL conformément au tableau de la **figure 7.**

Le mot de commande de 8 ou 12 bits contient les informations d'adressage des données à stocker ou lire, la fonction à exécuter et la sélection du circuit mémoire : dans le cas où il en existe plusieurs en parallèle.

Si la longueur du mot de commande est fixée à huit bits, ce mot peut être représenté par : A_0, A_1, A_2, A_3, A_4, B_1, B_2, C_3 et pour le mot de 12 bits : A_0, A_1, A_2, A_3, B_0, B_1, B_2, B_3, A_4, C_1, C_2, C_3 où A_0...A_4 représentent l'adresse concernée, B_0...B_3 l'instruction et C_1...C_3 la sélection du circuit intégré mémoire. A_0 est le bit le moins significatif et rentre le premier dans le circuit intégré. Les instructions sont décodées conformément au tableau de la **figure 8** — pour le mot de 12 bits — et au tableau de la **figure 9** — pour le mot de 8 bits —.

Une instruction n'est décodée par la mémoire que si les bits de sélection du circuit correspondent au mot câblé constitué par C_{S1}, C_{S2} et C_{S3} dans le cas du mot de 12 bits et C_{S3} dans le cas du mot de 8 bits. Si l'on utilise un mot de commande de 8 bits, C_{S1} et C_{S2} n'ont aucune signification.

Lecture

La lecture de la mémoire est effective après la réception du mot de commande à l'entrée D_E. Huit ou douze impulsions d'horloge à l'entrée CK/ CK sont nécessaires à l'entrée du mot. Pendant ce temps, l'entrée REC/ REC est active — état haut si l'entrée INV est à l'état bas et état bas si l'entrée INV est à l'état haut —. La phase d'acceptation des informations se détermine par le front arrière du signal présent à l'entrée REC/ REC. L'instruction de lecture est alors décodée ainsi que la sélection du circuit. Cette transition fait en outre passer la sortie DA/ DA dans un état basse impédance. Une impulsion d'horloge, notée S à la **figure 10,** sépare l'ordre de commande de lecture et la lecture proprement dite.

La lecture commence alors avec les dernières impulsions d'horloge. Le décalage des informations est provoqué par le front arrière de ces mêmes impulsions. Le premier bit, bit le moins significatif, est présent à la sortie dès que le premier front arrière, après l'impulsion S, arrive à l'entrée CK.

Comme l'ont montré les deux tableaux des **figures 8** et **9,** les bits D_1 ou D_9 peuvent être choisis comme bits les moins significatifs par codage de l'ordre de lecture. La lecture se termine à la dernière impulsion d'horloge ce qui permet de lire le mot de 16 bits stocké dans la mémoire en un mot de 16 bits ou en deux mots de huit bits par exemple.

Reprogrammation

La programmation débute avec l'introduction du mot de 16 bits à écrire, le bit le moins significatif : D_1 passant en premier. Ensuite le mot de commande de huit ou douze bits pénètre dans le circuit à l'entrée D_E grâce à autant d'impulsions d'horloge et seulement si l'entrée REC/ REC est au niveau actif. L'instruction de programmation est alors

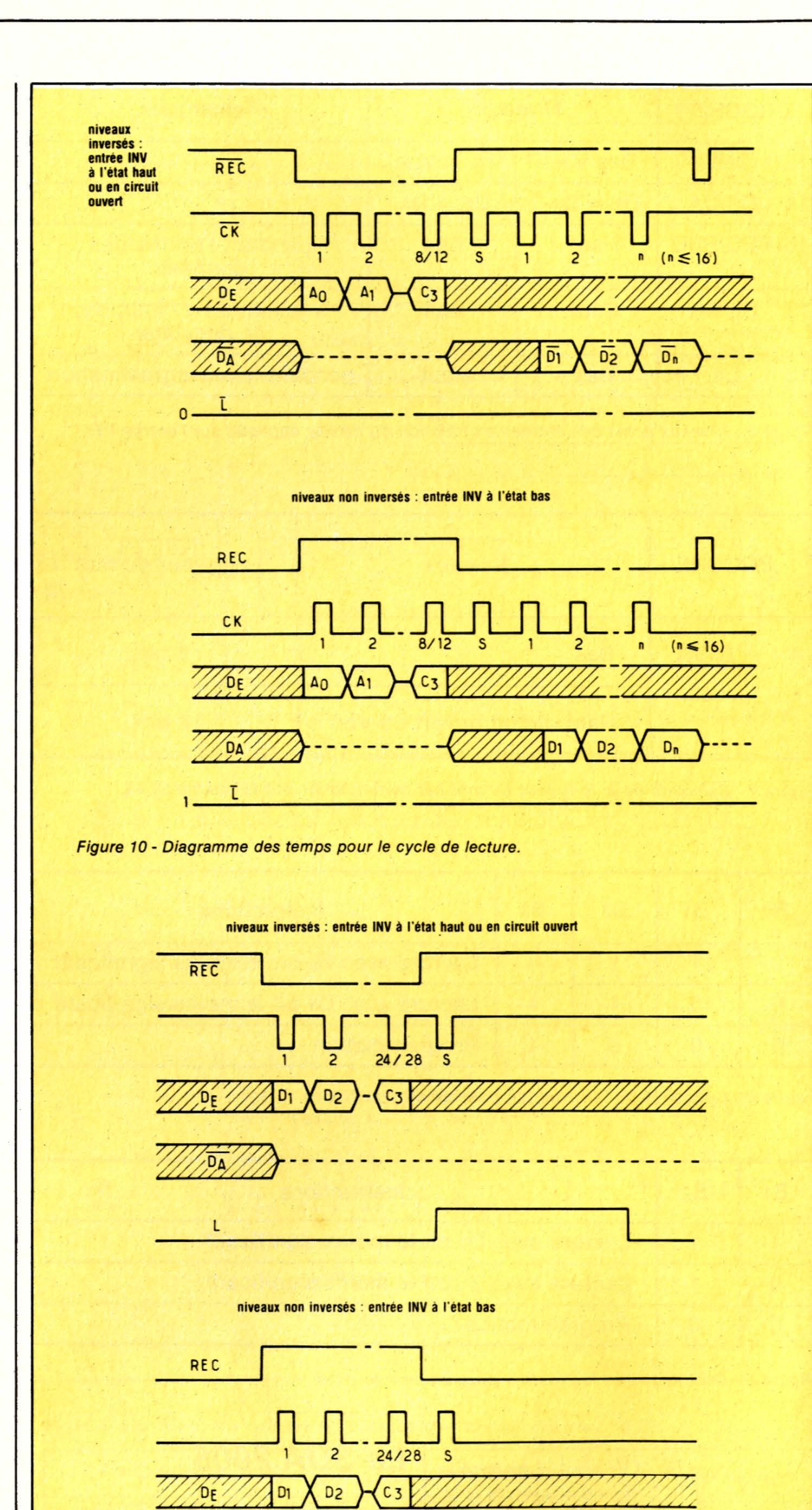


Figure 10 - Diagramme des temps pour le cycle de lecture.

Figure 11 - Diagramme des temps pour le cycle d'écriture.

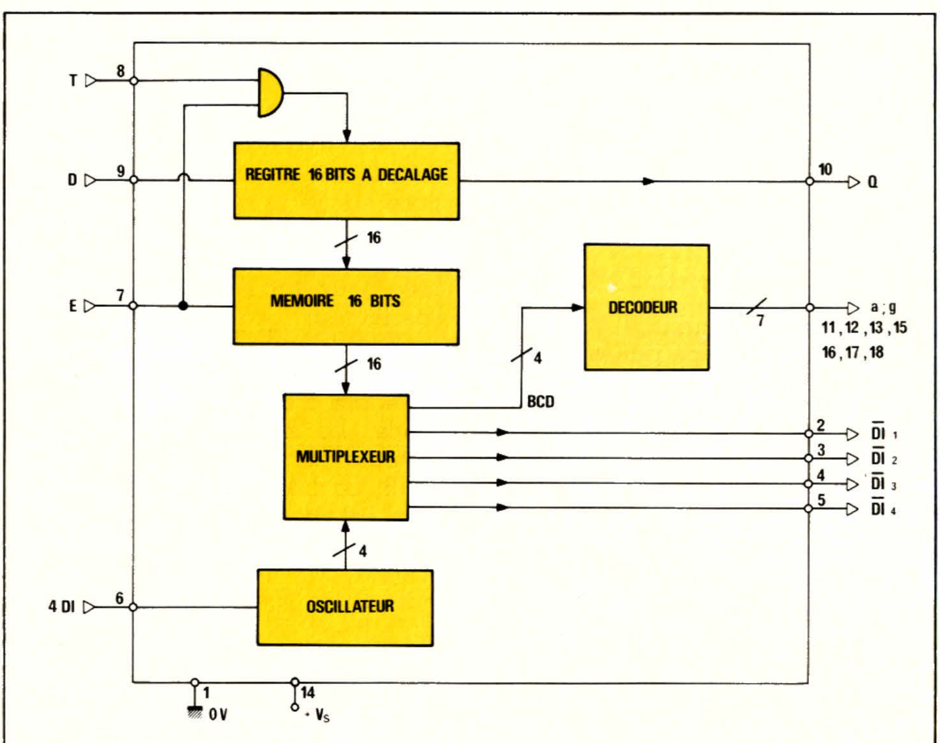


Figure 12 - Schéma synoptique du SDA 2124 : circuit d'affichage.

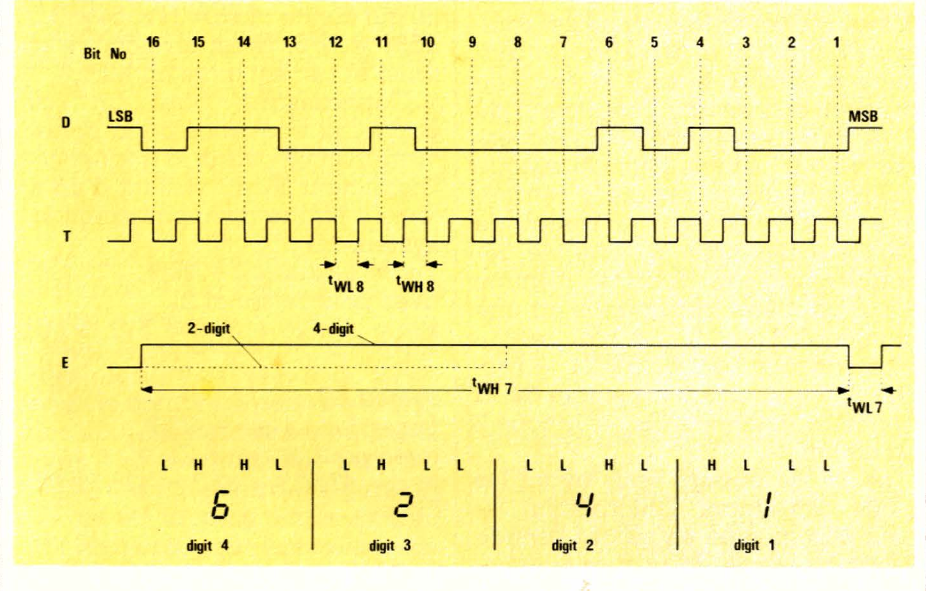


Figure 13 - Diagramme des temps du circuit SDA2124.

décodée par le front arrière du signal REC/ REC.

Le cycle d'écriture est matérialisé par une nouvelle impulsion notée S au schéma de la **figure 11** et cet état est transmis au microcontrôleur gérant la mémoire par l'intermédiaire de la sortie L/ L.

Le temps nécessaire à la reprogrammation : T_{PROG}, est déterminé par les signaux de contrôle internes. Les cycles d'effacement et d'écriture ne sont terminés que lorsque toutes les cellules de la mémoire ont les états souhaités, indépendamment des tensions d'alimentation externes : V_{PH} et V_{PI}.

La mémoire ne peut plus prendre en compte aucune autre information pendant la période d'écriture car les entrées REC/ REC, CK/ CK et D_E sont invalidées pendant toute la phase d'écriture.

La seule action possible est une interruption de procédure anticipée déclenchée par un niveau bas à l'entrée remise à zéro : RES.

La remise à zéro

Un diviseur résistif est présent à l'entrée du circuit, la remise à zéro est exécutée pour une tension d'entrée supérieure à 4 volts et le mode de fonctionnement normal existe pour une tension inférieure à 0,5 V.

La mémoire non volatile SDA 2006 réclame quatre tensions d'alimentation référencées par rapport à V_{PP}, broche 17, au zéro électrique.

Les tensions V_{DD} et V_{PI} sont les tensions normales de fonctionnement comprises respectivement entre 11 et 16 volts puis – 4 à – 6 volts. Les tensions V_{PH} et V_{PI} ne sont nécessaires que pendant les cycles d'effacement et d'écriture. Pendant le cycle de lecture, les broches V_{PH} et V_{PI} peuvent être connectées au zéro électrique ou laissées en circuit ouvert. Les valeurs de ces tensions d'alimentation n'ont que peu d'influence sur le fonctionnement de la mémoire mais influent sur les temps de cycle. Les valeurs moyennes de ces tensions sont : 33 volts pour V_{PH} et 14 volts pour V_{PI}. Dans ce cas, le temps d'écriture est compris entre 0,1 et 1 œS et la fréquence maximale de programmation vaut 1 Hz : 1 programmation par seconde.

Le circuit SDA 2124

Le SDA 2124 décode des informations série en format BCD et gère 2 ou 4 afficheurs sept segments à diodes électroluminescentes. Les données peuvent être récupérées sur une broche de sortie permettant ainsi la mise en série de circuits assurant la commande de 6, 8, 10, ... etc. afficheurs.

Description et fonctionnement

Le schéma synoptique du circuit est représenté à la **figure 12.** La description et le fonctionnement du circuit s'appuieront sur le diagramme des temps de la **figure 13.**

Le circuit gérant quatre afficheurs sept segments, l'information D est constituée de quatre fois 4 bits. Le mot de 16 bits résultant est sérialisé et pénètre dans le SDA 2124 à l'entrée D — broche 9 — puis dans un registre à décalage 16 bits.

Chaque décalage successif est assuré par les fronts descendants du signal d'horloge présent à l'entrée T — broche 8 du circuit si l'entrée de validation E — broche 7 — est au niveau haut. Le contenu du registre à décalage passe dans une mémoire

tampon lorsque le niveau appliqué à l'entrée E repasse à l'état bas.

Les 16 sorties de la mémoire commandent un démultiplexeur. Une horloge interne commande le démultiplexeur qui délivre les informations DI_1, DI_2, DI_3 et DI_4 alimentant les cathodes communes des afficheurs correspondants.

Le mot BCD est simultanément décodé et les sept sorties résultantes sont connectées aux anodes concernées via les résistances de limitation de courant.

Si l'entrée 4 DI est au zéro électrique, le démultiplexeur ne fonctionne que pour les deux premiers chiffres. La sortie Q n'est utilisée que pour la mise en cascade de plusieurs SDA 2124 et est dans ce cas reliée à l'entreé D du circuit suivant permettant ainsi la gestion d'un nombre pair quelconque d'afficheurs par des informations transitant sur un bus de 3 lignes : D, E, T.

Le décodage du SDA 2124 différant légèrement des circuits traditionnels 7447, 4511 etc... le tableau de la **figure 14** rend compte de l'état des afficheurs pour les seize possibilités du code BCD.

Données				Affichage
1	2	4	8	
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
0	1	0	0	2
1	1	0	0	3
0	0	1	0	4
1	0	1	0	5
0	1	1	0	6
1	1	1	0	7
0	0	0	1	8
1	0	0	1	9
0	1	0	1	P
1	1	0	1	C
0	0	1	1	U
1	0	1	1	A
0	1	1	1	— (segment g)
1	1	1	1	néant

Figure 14 - État des afficheurs LED pour les seize possibilités du code BCD.

L'émetteur de télécommande SDA 2008

Ce circuit remplace l'émetteur SAB 3210 développé par le système de télécommande par infrarouge IR 60. Le SDA 2008 est caractérisé par :

— un clavier entièrement protégé contre les mauvaises manipulations. Il est quasiment impossible de produire une fausse instruction car il faudrait que deux touches soient enfoncées simultanément ;

— le clavier est constitué par une matrice de 8 lignes et quatre colonnes, le SDA 2008 transforme l'information clé enfoncée en un code biphase 6 bits. Le train d'impulsions obtenu, module en amplitude un oscillateur dont la fréquence est comprise entre 450 et 500 kHz. De manière à réduire le coût et l'encombrement du système, l'oscillateur du SDA 2008 a été étudié pour fonctionner avec un simple filtre céramique 455 kHz ou un résonnateur céramique 500 kHz. Grâce à un réseau de diodes extérieures, ou une clé dédoublement, la matrice d'entrée 4 × 8 peut être transformée en une matrice 2 × 4 × 8. La clé dédoublement relie l'entrée PP IN — broche 18 — du circuit à l'entrée de la première colonne : Sa — broche 2 du circuit —.

Le bit de départ, émis avant les 6 bits constituant l'information — peut être modifié en reliant l'entrée PP IN à l'entrée de la troisième colonne de la matrice : broche 4 du circuit. On peut alors, dans la même pièce, utiliser le même émetteur pour commander le récepteur de télévision et une chaîne haute fidélité par exemple.

L'accord par le synthétiseur de fréquence

Le fonctionnement du SDA 210 repose sur le principe des boucles à verrouillage de phase que nous ne rappellerons pas... La boucle est utilisée pour stabiliser la fréquence de l'oscillateur local et l'asservir à un multiple d'une fréquence de référence. La stabilité d'un tel système est égale à celle du quartz de référence. Le schéma synoptique du système est représenté à la **figure 15.** La fréquence de l'oscillateur local est préalablement réduite par un diviseur par P avec P = 64 puis ensuite par un diviseur programmable par N. La fréquence résultante $f_{osc}/P\text{–}N$ sera comparée à la fréquence de référence obtenue par une division par M du signal de sortie de l'oscillateur à quartz. On a donc, lorsque le système est verrouillé égalité entre $f_{osc}/P\text{–}N$ et f_Q/M, ce qui donne : $f_{osc} = N \times 64 \times 3{,}000/1536 = N/8$, N est un nombre sans unité et f_{osc} est alors en MHz.

Connaissant, pour un canal donné, la fréquence de la porteuse vision, on en déduit la fréquence de l'oscillateur local, variant d'un système à l'autre avec par exemple :

système G :

$f_{osc} = f_{porteuse\ vision} + 38{,}9$,

avec pour le canal 21

$f_{osc\,(21,G)} = 471{,}25 + 38{,}9 = 510{,}15$ MHz

système L :

$f_{osc} = f_{porteuse\ vision} - 32{,}7$

avec pour le canal 21

$f_{osc\,(21,L)} = 471{,}25 - 32{,}7 = 438{,}55$ MHz

Accord direct sur un canal

Nous venons donc de voir que le sélecteur HF n'était accordé sur un

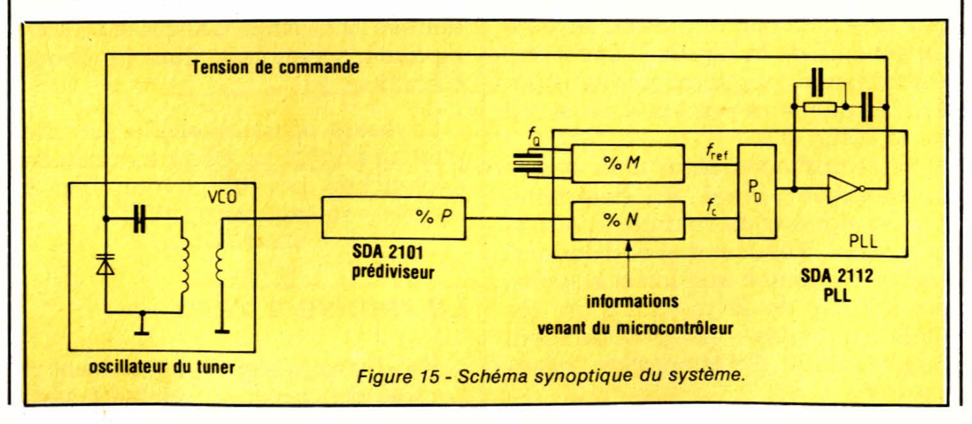


Figure 15 - Schéma synoptique du système.

canal donné que si la fréquence de l'oscillateur local était égale à la fréquence de la porteuse vision majorée de la fréquence intermédiaire vision dans le cas du système G où la FIV vaut 38,9 MHz et la FI S 33,4 MHz. Dans le cas des systèmes L et L', la fréquence de l'oscillateur local doit être majorée ou minorée — selon la bande en service — de la fréquence intermédiaire vision, qui d'après les recommandations du SCART vaut 32,7 MHz. Quel que soit le système, l'accord est obtenu en programmant le diviseur du PLL avec le nombre N en accord avec la relation précédemment donnée $f_{osc} = N/8$ et en indiquant au sélecteur HF la bande mise en service. Si nous reprenons le cas du canal 21 en système G, la fréquence de l'oscillateur local : 510,15 MHz peut être décalée de − 4 MHz ou + 3,875 MHz par pas de 125 kHz. La plage d'accord s'étend de 506,10 MHz à 514,025 MHz et comprend 63 pas de 125 kHz. Le même calcul appliqué au canal 22 montre que toutes les fréquences, multiples de 125 kHz, appartenant à la gamme des UHF, peuvent être obtenues.

La mémoire morte du microcontrôleur SDA 2010 contient 100 différents nombres N permettant l'accord sur autant de canaux. Le contenu de la mémoire est représenté par le tableau de la **figure 16** pour les canaux 1 à 50 et à la **figure 17** pour les canaux 51 à 100.

Chaque nombre N comporte 16 bits, les treize premiers représentent le nombre N codé en binaire et les trois derniers l'information de bande, VHF bande I, VHF bande III et UHF. Les tableaux des **figures 16** et **17** ont été dressés par le contructeur : Siemens, pour le système employé en Allemagne : B en VHF, G en UHF et canaux S pour la télévision par câble et pour les canaux italiens en VHF : canaux A à H.

C'est dire que le système est prévu pour fonctionner avec un sélecteur HF UV 411 ou UV 415 RTC ou un MTS 200-1-S Oréga. La réception des émissions au standard L n'est alors possible qu'en employant la platine FI décrite dans le numéro 423 de Radio Plans. Dans ce cas, la fréquence intermédiaire vision vaut 38,9 MHz dans tous les cas et la fréquence intermédiaire son 33,4 MHz pour les normes B et G et 32,4 MHz pour la norme L.

Le problème est un peu différent avec la norme L'. La réception des émissions en bande III est toujours possible avec une f_{iv} de 38,9 MHz et une f_{is} de 33,4 MHz mais l'inversion du sens du canal en bande I rend impossible la réception en conservant les mêmes fréquences intermédiaires. Pour conserver la f_{iv} de 38,9 MHz, on serait conduit à l'adoption d'une f_{is} de 45,4 MHz.

Nous verrons, à la fin de cet article, que l'adjonction d'une carte de décodage transforme ce système en un récepteur multistandard. La réception étant assurée pour les normes B, G, I, L, L', C, l'emploi des platines RTC ST 8302 et ST 8303 s'impose.

La sélection directe du canal et la mémorisation du programme

En un lieu donné, tous les canaux contenus dans la mémoire morte ne donnet pas lieu à une émission. C'est la raison pour laquelle on ajoute une mémoire non volatile supplémentaire recevant l'information d'accord. Nous avons vu que cette information était représentée par un nombre de 13 bits, les sept premiers bits constituant l'accord grossier et les six derniers l'accord fin. Lors de la mise au point, pendant la phase de recherche d'une station, on peut agir sur les commandes d'accord fin pour obtenir la meilleure image possible. La fréquence de l'oscillateur local vaut donc $f_{osc} = N_1/8$ avec $N_1 \neq N$ si les commandes d'accord fin ont été utilisées.

L'adresse correspondant au stockage de N_1 dans la mémoire non volatile est appelée numéro du programme alors que l'adresse corres-correspondant au stockage de N dans la mémoire morte du microcontrôleur est appelée numéro du canal. Signalons que l'adresse et le nom du canal sont identiques pour les canaux UHF 21 à 69. Les informations de bande ne sont pas altérées par les manipulations d'accord fin. Une station peut donc être mémorisée puis rappelée à un instant quelconque, en demandant la lecture de la mémoire non volatile, aucune action de correction supplémentaire n'étant nécessaire. Il est alors évident que l'on peut stocker le canal 25 en programme 1, 22 en 2, 28 en 3 et que l'on a automatiquement 1re, 2e et 3e chaîne.

Le SDA est prévu pour une capacité mémoire de 30 programmes différents, ce qui ne doit poser aucun problème de capacité, même dans les régions frontalières. Bien malheureusement, nous ne disposons que de trois chaînes, trop souvent peu brillantes, et que sans nous tromper on peut dire que la télévision par câble n'est pas pour demain, mais pour après-demain.

On dispose donc d'un clavier, comportant tous les chiffres de 0 - 9. Ce clavier devant permettre la lecture de la mémoire morte : sélection directe du canal ou, la mémorisation ou la lecture de la mémoire non volatile : sélection du programme, une touche Programme/canal différencie les deux destinations de l'information en provenance du clavier. La touche programme/canal ou P/C fait basculer le système du mode programme en mode canal et vice-versa. Supposons que l'on veuille mémoriser le canal 22 à l'adresse programme 2 — correspondant à la deuxième chaîne dans la région parisienne —. On positionne le système en mode programme et l'on frappe 2 puis on repasse en mode canal et l'on frappe 22. La mémorisation peut être effectuée en appuyant sur la touche mémoire. A ce stade, il est possible de continuer en mode sélection directe du canal ou de passer en mode recherche automatique. Le nouveau canal sélectionné sera mémorisé avec un numéro de pro-

La recherche automatique

La recherche débute sur le numéro du canal sélectionné avant le départ de la recherche. Chaque seconde, trois canaux sont inspectés et la commande de silencieux est active pendant toute la phase de recherche. La recherche automatique peut prendre deux aspects différents fonction des éléments périphériques présents.

— Si un circuit d'identification comme le TDA 4430, TDA 4431 ou TDA 4432 est utilisé pour générer le signal d'arrêt, il reste un léger décalage que l'on compensera en utilisant les commandes d'accord fin. Dans ce cas, les entrées de commande automatique de fréquence AFC_1 et AFC_2 ne sont pas utilisées et sont soit connectées à la ligne d'alimentation positive, soit laissées en l'air.

— En adoptant les circuits adéquats, délivrant au microcontrôleur les signaux de commande automatique de fréquence, le système s'accorde parfaitement sur toutes les

Numéro du canal	Nom du canal	Bande (BD 3 / VHF / UHF)	Fréquence de la porteuse vision/MHz	Fréquence théorique de l'oscillateur local en MHz	Fréquence de l'OL en mémoire MHz	Erreur	N	N (binaire)	Contenu de la mémoire
								2^{12} 2^{11} 2^{10} 2^9 2^8 2^7 2^6 2^5 2^4 2^3 2^2 2^1 2^0	
								13 12 11 10 9 8 7 6 5 4 3 2 1	13 12 11 10 9 8 7 6 5 4 3 2 1
01	AUØ	H L H	46.25	85.15	85.125	−25	681	0 0 0 1 0 1 0 1 0 1 0 0 1	0 0 0 1 0 1 0 0 0 1 0 0 1
02	K2	H L H	48.25	87.15	87.125	−25	697	0 0 0 1 0 1 0 1 1 1 0 0 1	0 0 0 1 0 1 0 0 1 1 0 0 1
03	K3	H L H	55.25	94.15	94.125	−25	753	0 0 0 1 0 1 1 1 1 0 0 0 1	0 0 0 1 0 1 1 0 1 0 0 0 1
04	K4	H L H	62.25	101.15	101.125	−25	809	0 0 0 1 1 0 0 1 0 1 0 0 1	0 0 0 1 1 0 0 0 0 1 0 0 1
05	K5	L H H	175.25	214.15	214.125	−25	1713	0 0 1 1 0 1 0 1 1 0 0 0 1	0 0 1 1 0 1 0 0 1 0 0 0 1
06	K6	L H H	182.25	221.15	221.125	−25	1769	0 0 1 1 0 1 1 1 0 1 0 0 1	0 0 1 1 0 1 1 0 0 1 0 0 1
07	K7	L H H	189.25	228.15	228.125	−25	1825	0 0 1 1 1 0 0 1 0 0 0 0 1	0 0 1 1 1 0 0 0 0 0 0 0 1
08	K8	L H H	196.25	235.15	235.125	−25	1881	0 0 1 1 1 0 1 0 1 1 0 0 1	0 0 1 1 1 0 0 1 1 1 0 0 1
09	K9	L H H	203.25	242.15	242.125	−25	1937	0 0 1 1 1 1 0 0 1 0 0 0 1	0 0 1 1 1 0 1 1 1 0 0 0 1
10	K10	L H H	210.25	249.15	249.125	−25	1993	0 0 1 1 1 1 1 0 0 1 0 0 1	0 0 1 1 1 1 0 1 0 1 0 0 1
11	K11	L H H	217.25	256.15	256.125	−25	2049	0 1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1	0 0 1 1 1 1 1 1 0 0 0 0 1
12	K12	L H H	224.25	263.15	263.125	−25	2105	0 1 0 0 0 0 0 1 1 1 0 0 1	0 1 0 0 0 0 0 0 1 1 0 0 1
13	A	H L H	53.75	92.65	92.625	−25	741	0 0 0 1 0 1 1 1 0 0 1 0 1	0 0 0 1 0 1 1 0 0 0 1 0 1
14	B	H L H	62.25	101.15	101.125	−25	809	0 0 0 1 1 0 0 1 0 1 0 0 1	0 0 0 1 1 0 0 0 0 1 0 0 1
15	C	H L H	82.25	121.15	121.125	−25	969	0 0 0 1 1 1 1 0 0 1 0 0 1	0 0 0 1 1 1 0 1 0 1 0 0 1
16	D	L H H	175.25	214.15	214.125	−25	1713	0 0 1 1 0 1 0 1 1 0 0 0 1	0 0 1 1 0 1 0 0 1 0 0 0 1
17	E	L H H	183.75	222.65	222.625	−25	1781	0 0 1 1 0 1 1 1 1 0 1 0 1	0 0 1 1 0 1 1 0 1 0 1 0 1
18	F	L H H	192.25	231.15	231.125	−25	1849	0 0 1 1 1 0 0 1 1 1 0 0 1	0 0 1 1 1 0 0 0 1 1 0 0 1
19	G	L H H	201.25	240.15	240.125	−25	1921	0 0 1 1 1 1 0 0 0 0 0 0 1	0 0 1 1 1 0 1 1 0 0 0 0 1
20	H	L H H	210.25	249.15	249.125	−25	1993	0 0 1 1 1 1 1 0 0 1 0 0 1	0 0 1 1 1 1 0 1 0 1 0 0 1
21	K21	H H L	471.25	510.15	510.125	−25	4081	0 1 1 1 1 1 1 1 1 0 0 0 1	0 1 1 1 1 1 1 0 1 0 0 0 1
22	K22	H H L	479.25	518.15	518.125	−25	4145	1 0 0 0 0 0 0 1 1 0 0 0 1	1 0 0 0 0 0 0 0 1 0 0 0 1
23	K23	H H L	487.25	526.15	526.125	−25	4209	1 0 0 0 0 0 1 1 1 0 0 0 1	1 0 0 0 0 0 1 0 1 0 0 0 1
24	K24	H H L	495.25	534.15	534.125	−25	4273	1 0 0 0 0 1 0 1 1 0 0 0 1	1 0 0 0 0 1 0 0 1 0 0 0 1
25	K25	H H L	503.25	542.15	542.125	−25	4337	1 0 0 0 0 1 1 1 1 0 0 0 1	1 0 0 0 0 1 1 0 1 0 0 0 1
26	K26	H H L	511.25	550.15	550.125	−25	4401	1 0 0 0 1 0 0 1 1 0 0 0 1	1 0 0 0 1 0 0 0 1 0 0 0 1
27	K27	H H L	519.25	558.15	558.125	−25	4465	1 0 0 0 1 0 1 1 1 0 0 0 1	1 0 0 0 1 0 1 0 1 0 0 0 1
28	K28	H H L	527.25	566.15	566.125	−25	4529	1 0 0 0 1 1 0 1 1 0 0 0 1	1 0 0 0 1 1 0 0 1 0 0 0 1
29	K29	H H L	535.25	574.15	574.125	−25	4593	1 0 0 0 1 1 1 1 1 0 0 0 1	1 0 0 0 1 1 1 0 1 0 0 0 1
30	K30	H H L	543.25	582.15	582.125	−25	4657	1 0 0 1 0 0 0 1 1 0 0 0 1	1 0 0 1 0 0 0 0 1 0 0 0 1
31	K31	H H L	551.25	590.15	590.125	−25	4721	1 0 0 1 0 0 1 1 1 0 0 0 1	1 0 0 1 0 0 1 0 1 0 0 0 1
32	K32	H H L	559.25	598.15	598.125	−25	4785	1 0 0 1 0 1 0 1 1 0 0 0 1	1 0 0 1 0 1 0 0 1 0 0 0 1
33	K33	H H L	567.25	606.15	606.125	−25	4849	1 0 0 1 0 1 1 1 1 0 0 0 1	1 0 0 1 0 1 1 0 1 0 0 0 1
34	K34	H H L	575.25	614.15	614.125	−25	4913	1 0 0 1 1 0 0 1 1 0 0 0 1	1 0 0 1 1 0 0 0 1 0 0 0 1
35	K35	H H L	583.25	622.15	622.125	−25	4977	1 0 0 1 1 0 1 1 1 0 0 0 1	1 0 0 1 1 0 1 0 1 0 0 0 1
36	K36	H H L	591.25	630.15	630.125	−25	5041	1 0 0 1 1 1 0 1 1 0 0 0 1	1 0 0 1 1 1 0 0 1 0 0 0 1
37	K37	H H L	599.25	638.15	638.125	−25	5105	1 0 0 1 1 1 1 1 1 0 0 0 1	1 0 0 1 1 1 1 0 1 0 0 0 1
38	K38	H H L	607.25	646.15	646.125	−25	5169	1 0 1 0 0 0 0 1 1 0 0 0 1	1 0 1 0 0 0 0 0 1 0 0 0 1
39	K39	H H L	615.25	654.15	654.125	−25	5233	1 0 1 0 0 0 1 1 1 0 0 0 1	1 0 1 0 0 0 1 0 1 0 0 0 1
40	K40	H H L	623.25	662.15	662.125	−25	5297	1 0 1 0 0 1 0 1 1 0 0 0 1	1 0 1 0 0 1 0 0 1 0 0 0 1
41	K41	H H L	631.25	670.15	670.125	−25	5361	1 0 1 0 0 1 1 1 1 0 0 0 1	1 0 1 0 0 1 1 0 1 0 0 0 1
42	K42	H H L	639.25	678.15	678.125	−25	5425	1 0 1 0 1 0 0 1 1 0 0 0 1	1 0 1 0 1 0 0 0 1 0 0 0 1
43	K43	H H L	647.25	686.15	686.125	−25	5489	1 0 1 0 1 0 1 1 1 0 0 0 1	1 0 1 0 1 0 1 0 1 0 0 0 1
44	K44	H H L	655.25	694.15	694.125	−25	5553	1 0 1 0 1 1 0 1 1 0 0 0 1	1 0 1 0 1 1 0 0 1 0 0 0 1
45	K45	H H L	663.25	702.15	702.125	−25	5617	1 0 1 0 1 1 1 1 1 0 0 0 1	1 0 1 0 1 1 1 0 1 0 0 0 1
46	K46	H H L	671.25	710.15	710.125	−25	5681	1 0 1 1 0 0 0 1 1 0 0 0 1	1 0 1 1 0 0 0 0 1 0 0 0 1
47	K47	H H L	679.25	718.15	718.125	−25	5745	1 0 1 1 0 0 1 1 1 0 0 0 1	1 0 1 1 0 0 1 0 1 0 0 0 1
48	K48	H H L	687.25	726.15	726.125	−25	5809	1 0 1 1 0 1 0 1 1 0 0 0 1	1 0 1 1 0 1 0 0 1 0 0 0 1
49	K49	H H L	695.25	734.15	734.125	−25	5873	1 0 1 1 0 1 1 1 1 0 0 0 1	1 0 1 1 0 1 1 0 1 0 0 0 1
50	K50	H H L	703.25	742.15	742.125	−25	5937	1 0 1 1 1 0 0 1 1 0 0 0 1	1 0 1 1 1 0 0 0 1 0 0 0 1

Figure 16 - Contenu de la mémoire du SDA 2010. Canaux 1 à 50.

Numéro du canal	Nom du canal	Bande BD 3	Bande VHF	Bande UHF	Fréquence de la porteuse vision en MHz	Fréquence théorique de l'oscillateur local en MHz	Fréquence de l'oscillateur local en mémoire	Erreur	N	N (binaire) $2^{12}2^{11}2^{10}2^9\ 2^8\ 2^7\ 2^6\ 2^5\ 2^4\ 2^3\ 2^2\ 2^1\ 2^0$ — 13 12 11 10 9 8 7 6 5 4 3 2 1	Contenu de la mémoire — 13 12 11 10 9 8 7 6 5 4 3 2 1
51	K51	H	H	L	711.25	750.15	750.125	−25	6001	1 0 1 1 1 0 1 1 1 0 0 0 1	1 0 1 1 1 0 1 0 1 0 0 0 1
52	K52	H	H	L	719.25	758.15	758.125	−25	6065	1 0 1 1 1 1 0 1 1 0 0 0 1	1 0 1 1 1 1 0 0 1 0 0 0 1
53	K53	H	H	L	727.25	766.15	766.125	−25	6129	1 0 1 1 1 1 1 1 1 0 0 0 1	1 0 1 1 1 1 1 0 1 0 0 0 1
54	K54	H	H	L	735.25	774.15	774.125	−25	6193	1 1 0 0 0 0 0 1 1 0 0 0 1	1 1 0 0 0 0 0 0 1 0 0 0 1
55	K55	H	H	L	743.25	782.15	782.125	−25	6257	1 1 0 0 0 0 1 1 1 0 0 0 1	1 1 0 0 0 0 1 0 1 0 0 0 1
56	K56	H	H	L	751.25	790.15	790.125	−25	6321	1 1 0 0 0 1 0 1 1 0 0 0 1	1 1 0 0 0 1 0 0 1 0 0 0 1
57	K57	H	H	L	759.25	798.15	798.125	−25	6385	1 1 0 0 0 1 1 1 1 0 0 0 1	1 1 0 0 0 1 1 0 1 0 0 0 1
58	K58	H	H	L	767.25	806.15	806.125	−25	6449	1 1 0 0 1 0 0 1 1 0 0 0 1	1 1 0 0 1 0 0 0 1 0 0 0 1
59	K59	H	H	L	775.25	814.15	814.125	−25	6513	1 1 0 0 1 0 1 1 1 0 0 0 1	1 1 0 0 1 0 1 0 1 0 0 0 1
60	K60	H	H	L	783.25	822.15	822.125	−25	6577	1 1 0 0 1 1 0 1 1 0 0 0 1	1 1 0 0 1 1 0 0 1 0 0 0 1
61	K61	H	H	L	791.25	830.15	830.125	−25	6641	1 1 0 0 1 1 1 1 1 0 0 0 1	1 1 0 0 1 1 1 0 1 0 0 0 1
62	K62	H	H	L	799.25	838.15	838.125	−25	6705	1 1 0 1 0 0 0 1 1 0 0 0 1	1 1 0 1 0 0 0 0 1 0 0 0 1
63	K63	H	H	L	807.25	846.15	846.125	−25	6769	1 1 0 1 0 0 1 1 1 0 0 0 1	1 1 0 1 0 0 1 0 1 0 0 0 1
64	K64	H	H	L	815.25	854.15	854.125	−25	6833	1 1 0 1 0 1 0 1 1 0 0 0 1	1 1 0 1 0 1 0 0 1 0 0 0 1
65	K65	H	H	L	823.25	862.15	862.125	−25	6897	1 1 0 1 0 1 1 1 1 0 0 0 1	1 1 0 1 0 1 1 0 1 0 0 0 1
66	K66	H	H	L	831.25	870.15	870.125	−25	6961	1 1 0 1 1 0 0 1 1 0 0 0 1	1 1 0 1 1 0 0 0 1 0 0 0 1
67	K67	H	H	L	839.25	878.15	878.125	−25	7025	1 1 0 1 1 0 1 1 1 0 0 0 1	1 1 0 1 1 0 1 0 1 0 0 0 1
68	K68	H	H	L	847.25	886.15	886.125	−25	7089	1 1 0 1 1 1 0 1 1 0 0 0 1	1 1 0 1 1 1 0 0 1 0 0 0 1
69	K69	H	H	L	855.25	894.15	894.125	−25	7153	1 1 0 1 1 1 1 1 1 0 0 0 1	1 1 0 1 1 1 1 0 1 0 0 0 1
70	ex.	H	H	L	863.25	902.15	902.125	−25	7217	1 1 1 0 0 0 0 1 1 0 0 0 1	1 1 1 0 0 0 0 0 1 0 0 0 1
71	ex.	H	H	L	871.25	910.15	910.125	−25	7281	1 1 1 0 0 0 1 1 1 0 0 0 1	1 1 1 0 0 0 1 0 1 0 0 0 1
72	ex.	H	H	L	879.25	918.15	918.125	−25	7345	1 1 1 0 0 1 0 1 1 0 0 0 1	1 1 1 0 0 1 0 0 1 0 0 0 1
73	ex.	H	H	L	887.25	926.15	926.125	−25	7409	1 1 1 0 0 1 1 1 1 0 0 0 1	1 1 1 0 0 1 1 0 1 0 0 0 1
74	ex.	H	L	H	69.25	108.15	108.125	−25	865	0 0 0 1 1 0 1 1 0 0 0 0 1	0 0 0 1 1 0 1 0 0 0 0 0 1
75	ex.	H	L	H	76.25	115.15	115.125	−25	921	0 0 0 1 1 1 0 0 1 1 0 0 1	0 0 0 1 1 0 1 1 1 1 0 0 1
76	ex.	H	L	H	83.25	122.15	122.125	−25	977	0 0 0 1 1 1 1 0 1 0 0 0 1	0 0 0 1 1 1 0 1 1 0 0 0 1
77	ex.	H	L	H	90.25	129.15	129.125	−25	1033	0 0 1 0 0 0 0 0 0 1 0 0 1	0 0 0 1 1 1 1 1 0 1 0 0 1
78	ex.	H	L	H	97.25	136.15	136.125	−25	1089	0 0 1 0 0 0 1 0 0 0 0 0 1	0 0 1 0 0 0 0 1 0 0 0 0 1
79	20IR	H	L	H	59.25	98.15	98.125	−25	785	0 0 0 1 1 0 0 0 1 0 0 0 1	0 0 0 1 0 1 1 1 1 0 0 0 1
80	50IR	H	L	H	93.25	132.15	132.125	−25	1057	0 0 1 0 0 0 0 1 0 0 0 0 1	0 0 1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1
81	S1	H	L	H	105.25	144.15	144.125	−25	1153	0 0 1 0 0 1 0 0 0 0 0 0 1	0 0 1 0 0 0 1 1 0 0 0 0 1
82	S2	L	H	H	112.25	151.15	151.125	−25	1209	0 0 1 0 0 1 0 1 1 1 0 0 1	0 0 1 0 0 1 0 0 1 1 0 0 1
83	S3	L	H	H	119.25	158.15	158.125	−25	1265	0 0 1 0 0 1 1 1 1 0 0 0 1	0 0 1 0 0 1 1 0 1 0 0 0 1
84	S4	L	H	H	126.25	165.15	165.125	−25	1321	0 0 1 0 1 0 0 1 0 1 0 0 1	0 0 1 0 1 0 0 0 0 1 0 0 1
85	S5	L	H	H	133.25	172.15	172.125	−25	1377	0 0 1 0 1 0 1 1 0 0 0 0 1	0 0 1 0 1 0 1 0 0 0 0 0 1
86	S6	L	H	H	140.25	179.15	179.125	−25	1433	0 0 1 0 1 1 0 0 1 1 0 0 1	0 0 1 0 1 0 1 1 1 1 0 0 1
87	S7	L	H	H	147.25	186.15	186.125	−25	1489	0 0 1 0 1 1 1 0 1 0 0 0 1	0 0 1 0 1 1 0 1 1 0 0 0 1
88	S8	L	H	H	154.25	193.15	193.125	−25	1545	0 0 1 1 0 0 0 0 0 1 0 0 1	0 0 1 0 1 1 1 1 0 1 0 0 1
89	S9	L	H	H	161.25	200.15	200.125	−25	1601	0 0 1 1 0 0 1 0 0 0 0 0 1	0 0 1 1 0 0 0 1 0 0 0 0 1
90	S10	L	H	H	168.25	207.15	207.125	−25	1657	0 0 1 1 0 0 1 1 1 1 0 0 1	0 0 1 1 0 0 1 0 1 1 0 0 1
91	S11	L	H	H	231.25	270.15	270.125	−25	2161	0 1 0 0 0 0 1 1 1 0 0 0 1	0 1 0 0 0 0 1 0 1 0 0 0 1
92	S12	L	H	H	238.25	277.15	277.125	−25	2217	0 1 0 0 0 1 0 1 0 1 0 0 1	0 1 0 0 0 1 0 0 0 1 0 0 1
93	S13	L	H	H	245.25	284.15	284.125	−25	2273	0 1 0 0 0 1 1 1 0 0 0 0 1	0 1 0 0 0 1 1 0 0 0 0 0 1
94	S14	L	H	H	252.25	291.15	291.125	−25	2329	0 1 0 0 1 0 0 0 1 1 0 0 1	0 1 0 0 0 1 1 1 1 1 0 0 1
95	S15	L	H	H	259.25	298.15	298.125	−25	2385	0 1 0 0 1 0 1 0 1 0 0 0 1	0 1 0 0 1 0 0 1 1 0 0 0 1
96	S16	L	H	H	266.25	305.15	305.125	−25	2441	0 1 0 0 1 1 0 0 0 1 0 0 1	0 1 0 0 1 0 1 1 0 1 0 0 1
97	S17	L	H	H	273.25	312.15	312.125	−25	2497	0 1 0 0 1 1 1 0 0 0 0 0 1	0 1 0 0 1 1 0 1 0 0 0 0 1
98	S18	L	H	H	280.25	319.15	319.125	−25	2553	0 1 0 0 1 1 1 1 1 1 0 0 1	0 1 0 0 1 1 1 0 1 1 0 0 1
99	S19	L	H	H	287.25	326.15	326.125	−25	2609	0 1 0 1 0 0 0 1 1 0 0 0 1	0 1 0 1 0 0 0 0 1 0 0 0 1
00	S20	L	H	H	294.25	333.15	333.125	−25	2663	0 1 0 1 0 0 1 1 0 1 0 0 1	0 1 0 1 0 0 1 0 0 1 0 0 1

Figure 17 - Contenu de la mémoire du SDA 2010. Canaux 51 à 100.

stations reçues : les corrections d'accord fin étant automatiques.

La programmation par les diodes externes

Les quatre diodes DO_3, DO_4, DO_6 et DO_7 ont leur cathode connectée à la broche 6 du microcontrôleur et l'anode aux broches 13, 14, 16 et 17 respectivement.

DO_3 : commutation programme/canal. La présence de la diode DO_3 permet le basculement du système en mode programme ou en mode canal, avec des durées de fonctionnement quelconques. Si la diode est absente, le système repasse automatiquement en mode programme après la pression de la dernière clé. Ce qui revient à dire que le mode programme est automatique.

DO_4 : sélection de la mémoire non volatile.

L'utilisation de la mémoire SDA 2106, qui permet la mémorisation de deux grandeurs analogiques par programme, implique celle de la diode DO_4.

Par contre, si l'on emploie la mémoire SDA 2006, de capacité moitié, la diode DO_4 sera omise et les quatre tensions analogiques sont identiques pour tous les programmes.

DO_6 : mode canal ou mode canal alterné avec le mode programme. Sans DO_6, le SDA 210 peut évoluer entre les modes canal et programme en actionnant les commandes locales ou déportées. Si DO_3 et DO_6 sont implantées, le seul mode utilisable est le mode canal et la mémoire non volatile ne peut être employée.

La 1re sortie analogique est fixée à 30 % du maximum et les trois autres à 50 %. La diode DO_6 détermine aussi le comportement du système lors des changements d'état : Arrêt → Marche, Attente → Marche. Ces divers comportements sont répertoriés au tableau de la **figure 18.**

DO_7 : si le numéro du canal et du programme doivent être affichés simultanément, les informations sont décodées par le SDA 2124 et la présence de DO_7 est obligatoire. Avec le SDA 2130, l'affichage est alterné : programme ou canal et DO_7 doit être omise.

Les clés de commande locale et à distance

Les matrices de clés de commande — locale et télécommande — présentent d'importantes similitudes en mode télévision que nous noterons TV et en mode vidéotexte que nous noterons VT. Les seules différences résident dans les instructions agissant sur les chiffres dizaines et unités du compteur de canal et les commandes montée et descente du compteur de programme qui ne sont actives que dans le cas d'un clavier local.

De la même manière, les instructions pilotant un magnétoscope ne peuvent provenir que d'un clavier d'un système de télécommande. La **figure 19** représente la liste d'instructions provenant de la télécommande : le numéro de l'instruction, le numéro de la clé et le code NRZ 6 bits émis par le circuit spécialement destiné à cet effet, le SDA 2008. La **figure 20** représente une liste d'instructions similaires pour un clavier local.

Le fonctionnement en mode TV

Plusieurs clés ont une signification identique en mode télévision et vidéotexte TV ou VT. Ces vingt-deux clés sont : nombre de 0 à 9, Normal, Silencieux, arrêt, et les quatre commandes analogiques dans les sens montée et descente.

Programme ou canal

Cette clé fait basculer le système du fonctionnement en programme vers le fonctionnement canal et vice-versa. Si la diode 1N4148 se connectant entre les broches 6 et 13 du circuit intégré SDA 2010 n'est pas implantée, le canal n'est affiché que pendant 8 secondes suivant la pression de la dernière touche. Le système rebascule alors automatiquement en mode programme. Si l'afficheur deux digits SDA 2130 est employé, le mode programme ou canal peut être signalé à l'utilisateur par deux diodes électroluminescentes supplémentaires.

Incrémentation unités et dizaines du compteur canal

Grâce au seul clavier local. Chaque pression effectuée sur clé incrémente le compteur des dizaines ou des unités d'un point.

Les compteurs dizaines et unités étant séparés, le comptage s'effectue sans retenue, exactement comme s'il s'agissait de roues codeuses. Si le système SDA 210 est arrêté sur 39, une pression sur la touche incrémentation unité donnera 30. De la même manière, le passage de 96 à 06 s'effectue par une pression sur la clé incrémentation dizaines. Ces clés ne sont actives que pendant le mode canal.

Arrêt-Marche de la commande automatique de fréquence

Cette clé commute, d'une manière bistable la commande automatique de fréquence permettant ainsi aux signaux présents sur les broches 24 et 25 d'être ou de n'être pas pris en compte par le système. Nous aurons l'occasion de revenir plus en détail sur la commande d'AFC dans un prochain paragraphe.

Réserve

Il s'agit ici d'une simple commutation bistable agissant sur le niveau

DO_6	mode TV	ARRET → MARCHE raccordement au secteur	ATTENTE → MARCHE clé A/M	ATTENTE → MARCHE clés 0 à 9
oui	mode canal	canal 0, puis départ en recherche si aucun signal d'arrêt de recherche n'est présent	dernier canal présent puis départ en recherche	canal sélectionné puis départ en recherche
non	programme ou canal	programme 1	programme précédent	programme sélectionné

Figure 18 - Comportement du système à la mise sous tension et mise en route.

de la ligne de réserve, du niveau haut au niveau bas et vice-versa.

Arrêt-Marche

Une action sur cette touche permet le passage du mode d'attente au mode de fonctionnement normal et vice-versa.

Mémorisation

Les informations relatives à l'accord du tuner : numéro du canal et décalage de fréquence peuvent être stockés dans la mémoire non volatile adressée par le compteur de programme. Une donnée analogique ne peut être stockée que si la nouvelle valeur diffère de la valeur préalablement mémorisée.

Montée - Descente compteur de programme

Par clavier local uniquement. Ces clés ne fonctionnent que si le système est en mode programme. Chaque pression sur l'une des touches incrémente ou décrémente le compteur d'une unité. Le système comporte de AU, 1, 2, ... à 29. Si le système est en attente, une action sur cette touche déclenche le fonctionnement normal et le système restitue le programme présent avant la dernière extinction.

SDA 2008			Code infrarouge						Etat		
Instr. No.		Clé No.	F	E	D	C	B	A	Veille Attente	TV	Vidéotexte
0	instructions normales	1a	0	0	0	0	0	0	—	Mémorisation	Page 100 - Menu
1		1b				0	0	1	—	Normal	Normal
2		1c				0	1	0	—	Silencieux	Silencieux
3		1d				0	1	1	ON	OFF	OFF
4		2a				1	0	0	—	Accord fin +	Positionnement
5		2b				1	0	1	—	Accord fin –	Mémorisation différée
6		2c				1	1	0	—	AFC	Décodage
7		2d				1	1	1	—	Programme/canal	Affichage normal
8		3a	0	0	1	0	0	0	—	Volume +	Volume +
9		3b				0	0	1	—	Volume –	Volume –
10		3c				0	1	0	—	Analog 2 +	Analog 2 +
11		3d				0	1	1	—	Analog 2 –	Analog 2 –
12		4a				1	0	0	—	Analog 3 +	Analog 3 +
13		4b				1	0	1	—	Analog 3 –	Analog 3 –
14		4c				1	1	0	—	Analog 4 +	Analog 4 +
15		4d				1	1	1	—	Analog 4 –	Analog 4 –
16		5a	0	1	0	0	0	0	ON 0	0	0
17		5b				0	0	1	ON 1	1	1
18		5c				0	1	0	ON 2	2	2
19		5d				0	1	1	ON 3	3	3
20		6a				1	0	0	ON 4	4	4
21		6b				1	0	1	ON 5	5	5
22		6c				1	1	0	ON 6	6	6
23		6d				1	1	1	ON 7	7	7
24		7a	0	1	1	0	0	0	ON 8	8	8
25		7b				0	0	1	ON 9	9	9
26		7c				0	1	0	1–	1–	Réduction
27		7d				0	1	1	2–	2–	Haut/Bas
28		8a				1	0	0	—	Recherche 1 à 99	Maintien
29		8b				1	0	1	—	Reserve	Extinction de l'affichage
30		8c				1	1	0	—	Horloge vidéotexte	Incrustation
31		8d				1	1	1	—	Vidéotexte	TV
40	instructions dédoublées	3a	1	0	1	0	0	0		Avance rapide	
41		3b				0	0	1		Retour rapide	
42		3c				0	1	0		Lecture	
43		3d				0	1	1		Arrêt	
44		4a				1	0	0		Ejection cassette	
45		4b				1	0	1		Enregistrement	

Figure 19 - Instructions provenant du système de télécommande

Accord Fin +/−

Cette fonction peut être employée pendant le mode programme ou le mode canal. La fréquence synthétisée est incrémentée ou décrémenté de 125 kHz et si le contact est fermé en permanence, le comptage ou le décomptage se fait au rythme de 4 pas de 125 kHz par seconde. La déviation maximale par rapport à la fréquence centrale est de − 4 MHz et + 3,875 MHz. Le compteur d'accord fin est stoppé à ces frontières qui sont indiquées à l'utilisateur par un clignotement des afficheurs de programme dans le cas où quatre afficheurs différents sont utilisés pour le programme et le canal.

La commande automatique de fréquence est annulée dès que l'une des clés d'accord fin est mise en service.

Recherche d'un canal

Pendant le cycle de recherche, la commande automatique de fréquence est annulée. Si le mode programme est sélectionné juste avant la commande de recherche, le système rebascule automatiquement en mode canal. Pendant la recherche, la commande de volume passe au minimum et le système commence une scrutation des canaux au rythme de trois par seconde.

Commandes analogiques

Volume/2/3/4 augmentation et diminution du niveau. Les niveaux de tension de sortie peuvent prendre 63 valeurs différentes et les commandes d'augmentation ou de diminution agissent au rythme de quatre pas par seconde si le contact est fermé en permanence. Il n'y a aucun effet de silencieux si la touche volume + est enfoncée. Toutes ces fonctions peuvent être employées indifféremment en mode TV et VT.

Vidéotexte : mode VT

Le système passe du mode TV au mode VT et vice-versa grâce à l'action sur cette clé. Lorsque le mode vidéotexte est sélectionné pour la première fois après la mise sous tension de l'appareil la page 100 est automatiquement affichée. La signification de la plupart des clés dans le clavier local et clavier de télécommande est modifiée.

Normal

Une action sur cette clé restitue les quatre données analogiques

Clé no.	Colonne	Ligne	De l'état d'attente vers	TV	Vidéotexte
0	P17	P0 2	—	Programme/canal	Affichage normal
1		P0 3	—	Incrément canal : 10	—
2		P0 4	—	Incrément canal : 1	—
3		P0 5	—	AFC	Décodage
4		P0 6	—	Reserve	Inhibition affichage
5		P0 7	ON	OFF	OFF
6	P16	P0 2	—	Mémorisation	Page 100
7		P0 3	ON	Incrémentation programme	—
8		P0 4	—	Décrémentation programme	—
9		P0 5	—	Accord fin +	Positionnement
10		P0 6	—	Accord fin −	Mémorisation différée
11		P0 7	—	Recherche 1 à 99	Maintien
12	P15	P0 2	—	Volume +	Volume +
13		P0 3	—	Analog 2 +	Analog 2 +
14		P0 4	—	Analog 3 +	Analog 3 +
15		P0 5	—	Analog 4 +	Analog 4 +
16		P0 6	—	Videotext	TV
17		P0 7	—	Normal	Normal
18	P14	P0 2	—	Volume −	Volume −
19		P0 3	—	Analog 2 −	Analog 2 −
20		P0 4	—	Analog 3 −	Analog 3 −
21		P0 5	—	Analog 4 −	Analog 4 −
22		P0 6	—	Horloge vidéotexte	Incrustation
23		P0 7	—	Silencieux	Silencieux
24	P13	P0 2	ON 0	0	0
25		P0 3	ON 1	1	1
26		P0 4	ON 2	2	2
27		P0 5	ON 3	3	3
28		P0 6	ON 4	4	4
29		P0 7	ON 5	5	5
30	P12	P0 2	ON 6	6	6
31		P0 3	ON 7	7	7
32		P0 4	ON 8	8	8
33		P0 5	ON 9	9	9
34		P0 6	1−	1−	Réduction
35		P0 7	2−	2−	Haut/Bas

Figure 20

stockées dans la mémoire non volatile et pilotent alors les étages correspondant du téléviseur. Les valeurs analogiques sont ajustées de la manière suivante : 30 % pour le volume et 50 % pour les trois autres commandes.

Horloge vidéotexte

Si le système est équipé d'un décodeur vidéotexte RTC, l'heure peut être affichée sur l'écran pendant approximativement cinq secondes, le système travaillant en mode TV.

Silencieux

Cette clé commute simplement le système de silencieux qui, comme nous l'avons vu auparavant peut être mis hors service par les actions sur les commandes « volume + » ou « normal », un changement de canal ou un changement de programme et l'arrêt de la recherche.

Clés numérotées de 0 à 9

Ces clés peuvent être utilisées pour la sélection d'un nouveau programme, la sélection d'un nouveau canal ou la sélection d'une nouvelle page d'un vidéotexte.

Sélection d'un nouveau programme : les programmes 0 à 9 sont sélectionnés directement en actionnant la clé correspondante. Les programmes 10 à 29 peuvent être restitués par une action préalable sur les clés 1 – et 2 –. Si une des touches est enfoncée alors que le système est en attente, la commutation à l'état de marche normale est automatique et le système restitue le programme demandé.

Le fonctionnement en mode vidéotexte

Les commandes locales et à distance du système en mode vidéotexte sont rapidement décrites dans ce chapitre mais nous aurons l'occasion de revenir sur ces commandes en détail par la suite.

Le mode vidéotexte est validé par une pression sur la touche VT/TV, la ligne de sortie TUS passe à l'état actif et le décodeur SAA5041 reçoit l'instruction 31 : « affichage normal » transmise par le Bus Vidéotexte : Bus I. Le décodeur vidéotexte est alors en marche. Lorsque le mode vidéotexte est sélectionné, le numéro de la page est obtenu automatiquement. Si le mode vidéotexte a été utilisé antérieurement, la dernière page reçue est affichée. Si la clé VT/TV est enfoncée alors que le système fonctionne en mode TV, l'instruction 31 complémentée par b_7 du SAA5041 est transmise sur le Bus vidéotexte et le décodeur de texte est mis à l'arrêt.

Décodage

Certaines pages contiennent des informations masquées. Le texte codé peut être affiché tant que la touche codage est enfoncée.

Positionnement

La commande de positionnement ou d'état donne à l'utilisateur une information sur l'état du système. Lorsque cette clé est enfoncée alors que l'image télévision est affichée, une ligne d'information est incluse sur l'écran pendant 5 secondes, le nombre de la page sélectionnée est remplacé pendant cinq secondes par quelques informations supplémentaires.

Mémorisation d'une page

Cette instruction est destinée à mémoriser une page choisie dans la mémoire de page à une heure prédéterminée. Dès que la page choisie est appelée de la manière classique, la touche mémorisation d'une page peut être enfoncée.

Mémorisation différée

Cette instruction est utilisée pour mémoriser une page prédéterminée à un instant choisi. Dès que la page voulue est sélectionnée de la manière classique, on appuie sur la clé mémorisation différée et on peut mémoriser l'heure du début de mémorisation : deux digits pour les heures et deux digits pour les minutes.

Maintien

Plusieurs pages sont divisées en sous-pages permutées circulairement. En appuyant sur la touche maintien, la rotation automatique est inhibée et une sous-page particulière peut être affichée pendant un temps illimité. L'introduction d'un nouveau numéro de page ramène le décodeur de texte à l'état normal.

VT/TV

Commutation bistable vidéotexte/télévision et vice-versa.

Page 100

Menu.

Incrustation

Les informations vidéotexte peuvent être incrustées dans l'image TV.

Clé 0 à 9

Ces clés sont utilisées pour déterminer le numéro de page choisi.

Haut/Bas

Une pression sur cette clé scinde l'image vidéotexte en deux parties et chaque demi-page est affichée avec une hauteur de caractère double de la hauteur normale.

Réduction

Cette clé annule l'effet d'agrandissement de la clé haut/bas.

Extinction de l'affichage

Bien que le système reste en mode vidéotexte, une pression sur cette touche restitue l'image télévision. Les commandes affichage normal et incrustation restituent le vidéotexte.

Cette commande permet à l'utilisateur de demander certaines pages, de contrôler leur réception, sans interrompre un programme de télévision. Si une nouvelle page est appelée, alors que l'affichage est inhibé, cette page sera affichée dans un coin de l'écran pendant cinq secondes.

Affichage normal

Cette clé permet le retour au fonctionnement normal du décodeur de texte après une inhibition de l'affichage ou une commande d'incrustation.

Le contrôle des commandes du magnétoscope

Le SDA 210 peut être employé pour commander un magnétoscope au format V 2000 Philips, Grunding, Radiola, Schneider. La commande de dédoublement du SDA 2008 n'est utilisée que pour le magnétoscope : Retour rapide, Avance rapide, Lecture, Enregistrement, Ejection cassette.

Le rapport cyclique de l'onde porteuse vaut 1/4, ce qui constitue un bon compromis entre la puissance transmise, due à la sinusoïde, à la fréquence fondamentale, et la composante continue traversant les diodes émettrices. La fréquence de 31,25 kHz et le rapport cyclique 1/4 permettent l'emploi d'un récepteur équipé d'un préamplificateur sélectif, le gain de la chaîne étant ajusté en fonction des conditions de réception. Avant chaque message, les bits A à F sont précédés d'une impulsion destinée au positionnement de la commande automatique de gain. La durée totale de chaque message vaut environ 7 ms et le rythme de répétition vaut approximativement 8 messages par seconde. Une information fin de transmission est envoyée dès que la clé est relâchée. Cette commande de fin permet au récepteur de distinguer deux informations consécutives ayant le même code et accroît ainsi la sûreté de transmission.

quence assez voisine de la fréquence porteuse. Cette horloge est générée par le microcontrôleur à partir du signal délivré par l'horloge à quartz, divisé par 100. Si le système infrarouge est présent, on voit donc l'intérêt de la fréquence de 3,000 MHz, qui après division par 100 donne 30 kHz.

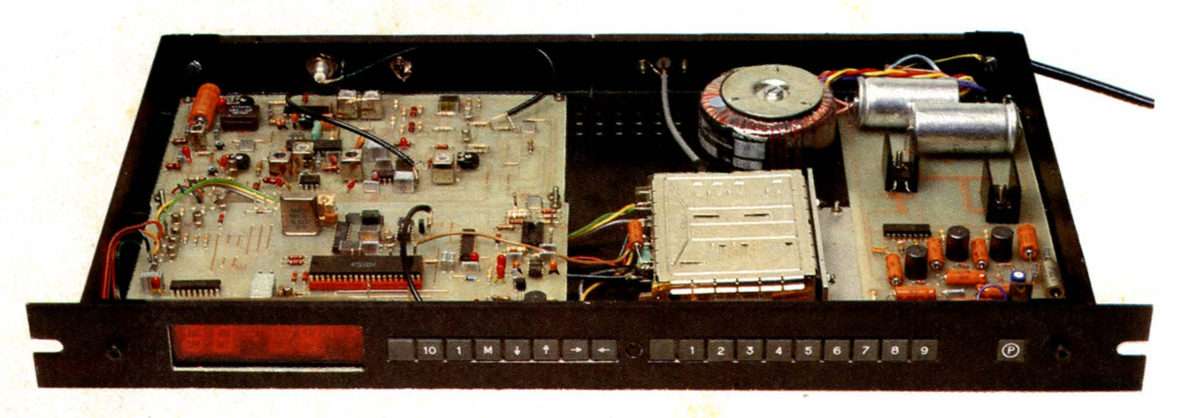
Dans la seconde phase, le mot de 6 bits en code NRZ est transcodé en binaire pur. Au même moment, le microcontrôleur effectue une série de tests destinée à valider le mot transmis :

— reconnaissance des six bits en code NRZ,

— présence des 7 bits, bit de départ et 6 bits d'information,

— présence d'un temps mort avant et après l'information.

La troisième étape constitue le décodage et l'exécution du message transmis.



La télécommande dans le système SDA 210

La fréquence porteuse est un rayonnement infrarouge dont la longueur d'onde est comprise entre 0,8 et 0,9 µm. Grâce à cette télécommande, 62 informations peuvent être transmises. Chaque information peut être constituée d'un bit de départ qui est toujours à l'état haut et 6 bits d'information A à F. L'emploi d'un mot en code biphase (code NRZ) plutôt qu'un code binaire procure une synchronisation très facile du récepteur puisqu'un changement de niveau existe pour chacun des six bits.

Cette transition n'est pas seulement utilisée pour regénérer l'horloge du récepteur mais aussi pour décoder l'information 1 pour un front de descente et 0 pour un front de montée. L'instruction ainsi créée par l'émetteur module une porteuse à 31,25 kHz avant d'être transmise.

Le récepteur et le décodage

Le signal électrique présent aux bornes de la photodiode, résultant de l'émission d'un signal IR, est amplifié par le préamplificateur à transistor puis par le circuit intégré TDA 4050 B. Le signal est alors transmis à l'entrée T_0 du microcontrôleur SDA 2010. L'information est traitée en trois étapes.

Le microcontrôleur n'étant pas suffisamment rapide pour traiter directement le signal modulé, la première étape consiste à débarrasser le signal de l'enveloppe : rôle confié à un démodulateur numérique. Ce démodulateur reçoit le signal à traiter et un signal d'horloge à une fré-

L'interfaçage avec les circuits périphériques

Toutes les informations, issues du microcontrôleur et destinées aux circuits PLL, affichage et mémoire transitent en série sur un bus. Chaque périphérique a sa ligne de validation propre mais les lignes d'horloge et d'information sont communes à tous les périphériques. La mémoire non volatile comporte une liaison supplémentaire indiquant au microcontrôleur son état occupé pendant la phase d'écriture. Les lignes horloge et données correspondent aux sorties SCP_1 et SS_1 du microcontrôleur. La longueur du mot transmis est variable et n'est fonction que du récepteur en service. Le mot est envoyé par paquets de 8 bits séparés par des temps morts correspondant aux chargements des registres de sortie du µC 8 bits. Les informations destinées au PLL et au circuit d'affichage sont rafraîchies au rythme de 7 fois par seconde.

Les interfaces série vers d'autres systèmes

L'interface série S_0 du SDA 210 peut être utilisé pour gérer des systèmes tels que décodeur de texte RTC ou magnétoscope au format V 2000. L'interface série consiste en une ligne d'information SS_0, une ligne d'horloge SCP_0 et une ligne d'indication TUS. Le format de ces données diffère selon la destination : décodeur de texte ou magnétoscope.

Le bus de gestion du magnétoscope

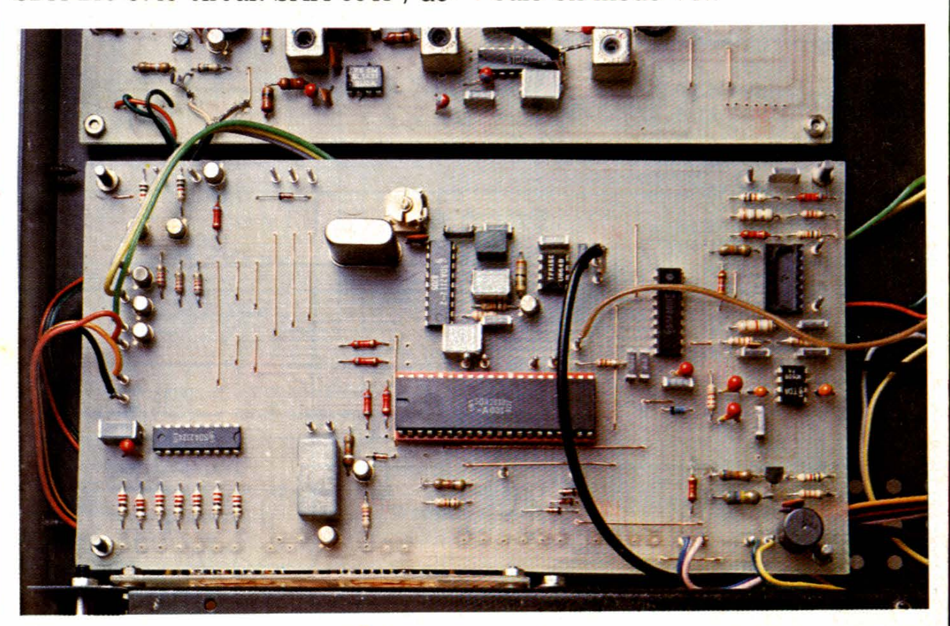
Pendant la période d'attente et en mode TV, la ligne TUS est à l'état bas, toutes les fonctions de commande à distance sont transmises d'une manière répétitive tant que la touche de l'émetteur est pressée. Les informations sont disponibles à la sortie de l'interface série au rythme de huit par seconde. L'information numéro 30 est aussi transmise par cet interface mais comme une information unique.

Bien que l'un des deux interfaces soit spécialement destiné au magnétoscope, deux transistors supplémentaires doivent être montés en étage tampon sur les lignes horloge et information entre le système SDA 210 et le magnétoscope.

De manière à éviter une mauvaise interprétation des données par le magnétoscope lorsque le système fonctionne en décodeur de texte, la sortie horloge du bus du magnétoscope en invalidée en mode VT grâce à l'information transmise par le ligne TUS.

Le bus vidéotexte

Le SDA 210 a été conçu pour fonctionner directement avec un décodeur RTC sans aucun composant supplémentaire entre le système SDA 210 et le circuit SAA 5041 ; acquisition de données et circuit de contrôle. Pour cela, toutes les commandes sont transmises d'une manière unique par l'interface série. Ce qui signifie que si l'une des touches reste enfoncée, une seule information apparaît en sortie du bus. La ligne TUS, à l'état haut pendant le mode vidéotexte, peut être employée comme un signal de contrôle pour commander une simple diode électroluminescente informant l'utilisateur que le système a bien basculé en mode VT..



Instructions locales et déportées	SDA 2008 Ir-Instr. No	SAA 5041 Instr. No	Du bus vidéotexte b6	b5	b4	b3	b2	b1	b7
Horloge vidéotexte*	30	4	0	0	0	1	0	0	0
Positionnement	4	4	0	0	0	1	0	0	1
Mémorisation différée (B)	5	5	0	0	0	1	0	1	1
Décodage	6	11	0	0	1	0	1	1	1
Page 100	0	15	0	0	1	1	1	1	1
0	16	16	0	1	0	0	0	0	1
1	17	17	0	1	0	0	0	1	1
2	18	18	0	1	0	0	1	0	1
3	19	19	0	1	0	0	1	1	1
4	20	20	0	1	0	1	0	0	1
5	21	21	0	1	0	1	0	1	1
6	22	22	0	1	0	1	1	0	1
7	23	23	0	1	0	1	1	1	1
8	24	24	0	1	1	0	0	0	1
9	25	25	0	1	1	0	0	1	1
Réduction	26	26	0	1	1	0	1	0	1
Haut/Bas (B)	27	27	0	1	1	0	1	1	1
Maintien (B)	28	28	0	1	1	1	0	0	1
Inhibition affichage	29	29	0	1	1	1	0	1	1
TV	31	29	0	1	1	1	0	1	0
Incrustation	30	30	0	1	1	1	1	0	1
Affichage normal	7	31	0	1	1	1	1	1	1
VT	31	31	0	1	1	1	1	1	1

* en mode TV seulement
(B) commandes bistables

Figure 21

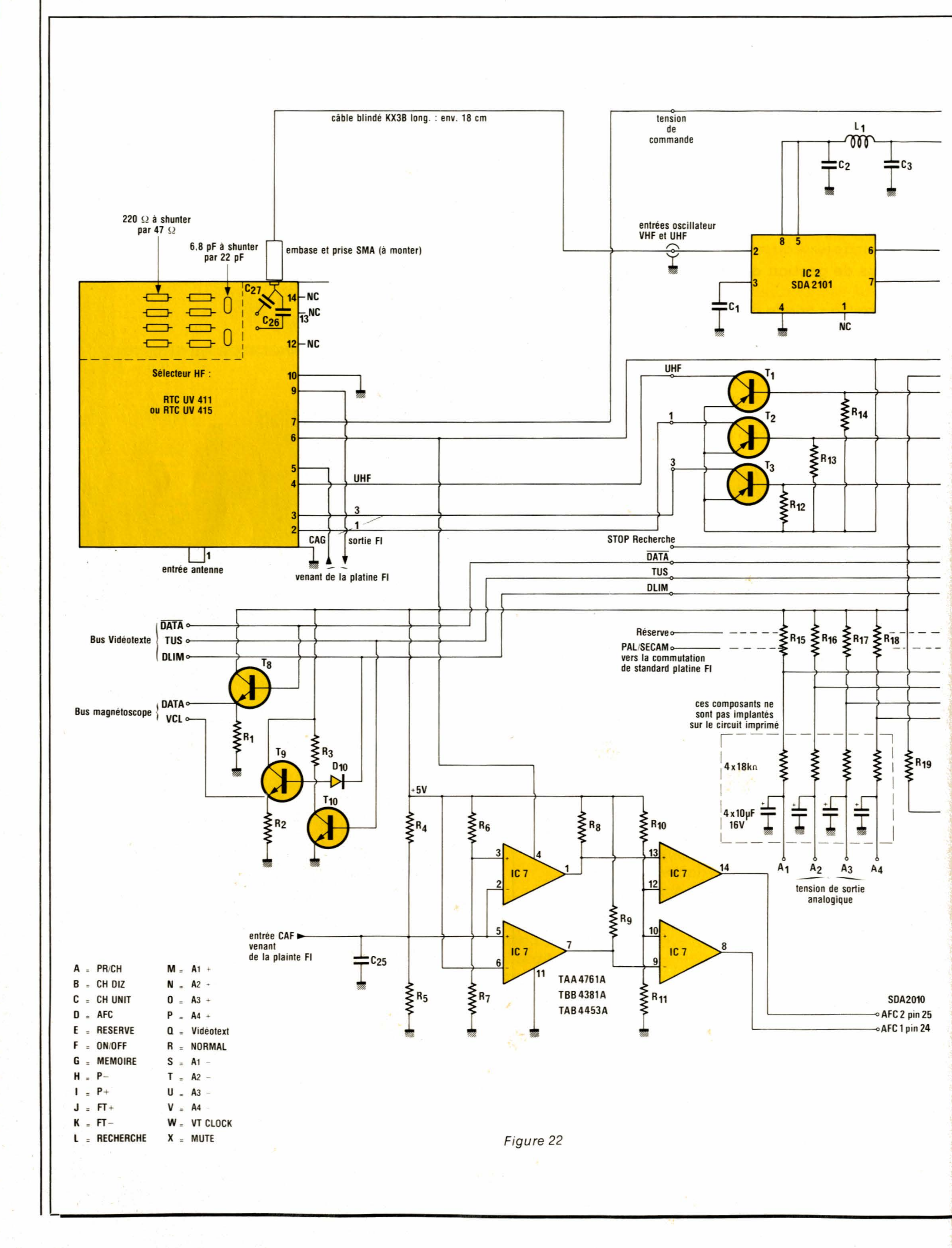
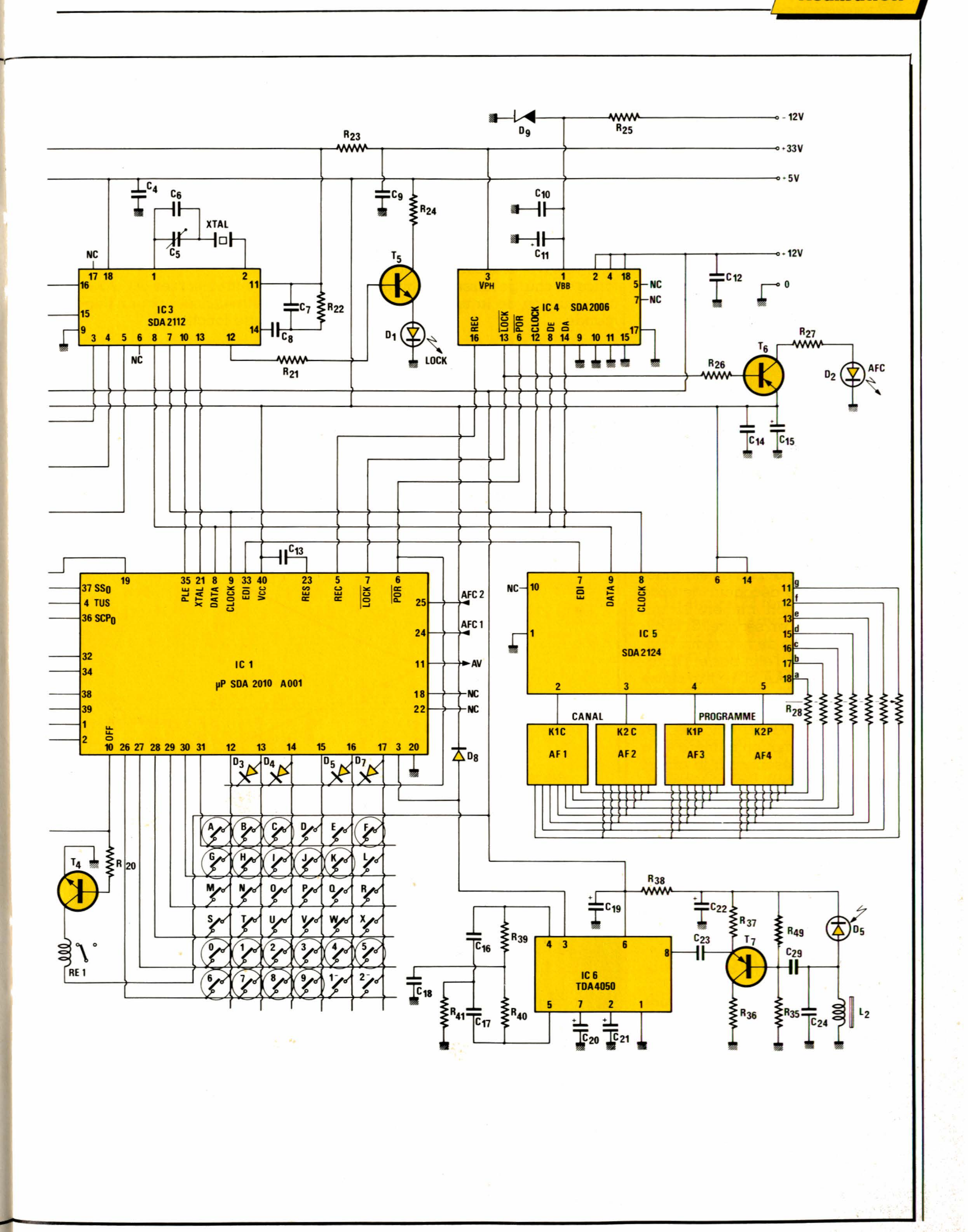
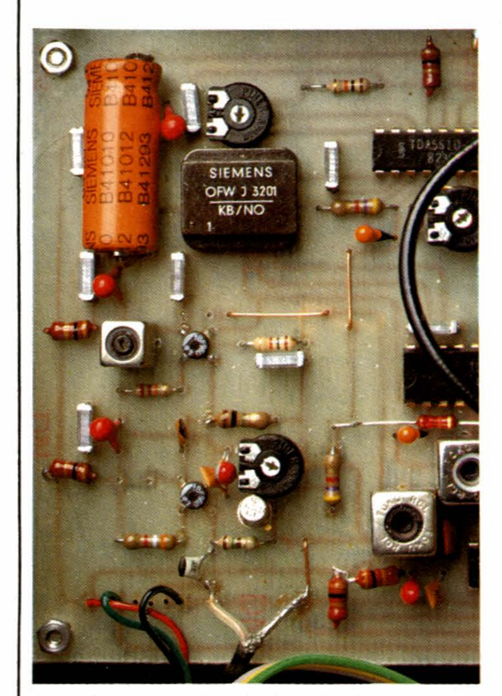

câble blindé KX3B long. : env. 18 cm
tension de commande
L_1
C_2
C_3
220 Ω à shunter par 47 Ω
6,8 pF à shunter par 22 pF
embase et prise SMA (à monter)
entrées oscillateur VHF et UHF
IC 2 SDA 2101
C_1
NC
C_{27}
C_{26}
Sélecteur HF :
RTC UV 411 ou RTC UV 415
UHF
T_1
T_2
T_3
R_{14}
R_{13}
R_{12}
CAG
sortie FI
entrée antenne
venant de la platine FI
STOP Recherche
DATA
TUS
DLIM
Bus Vidéotexte
Bus magnétoscope
VCL
T_8
T_9
T_{10}
D_{10}
R_1
R_2
R_3
Réserve
PAL/SECAM
vers la commutation de standard platine FI
R_{15}
R_{16}
R_{17}
R_{18}
ces composants ne sont pas implantés sur le circuit imprimé
4 x 18kΩ
4 x 10µF 16V
R_{19}
+5V
R_4
R_5
R_6
R_7
R_8
R_9
R_{10}
R_{11}
IC 7
A_1
A_2
A_3
A_4
tension de sortie analogique
entrée CAF venant de la plainte FI
C_{25}
TAA 4761A
TBB 4381A
TAB 4453A
SDA2010
AFC 2 pin 25
AFC 1 pin 24
A = PR/CH
B = CH DIZ
C = CH UNIT
D = AFC
E = RESERVE
F = ON/OFF
G = MEMOIRE
H = P–
I = P+
J = FT+
K = FT–
L = RECHERCHE
M = A1 +
N = A2 +
O = A3 +
P = A4 +
Q = Vidéotext
R = NORMAL
S = A1 –
T = A2 –
U = A3 –
V = A4 –
W = VT CLOCK
X = MUTE

Figure 22



IC 1
µP SDA 2010 A001
IC 3
SDA 2112
IC 4
SDA 2006
IC 5
SDA 2124
IC 6
TDA 4050
XTAL
LOCK
AFC
AFC 2
AFC 1
AV
NC
CANAL
PROGRAMME
K1C AF 1
K2 C AF 2
K1P AF3
K2P AF4
RE 1
- 12V
+33V
+5V
+12V
0
VPH
VBB
REC
LOCK
POR
CLOCK
DE
DA
EDI
DATA
PLE
XTAL
VCC
RES
SSo
TUS
SCPo
OFF



La platine FI avec le filtre à ondes de surface Siemens (voir étude précédente).

Du mode TV au mode VT, la ligne TUS passe de l'état bas à l'état haut et 90 µs après le décodeur de texte reçoit l'information numéro 31 qui initialise la mise en service. Si la clé VT/TV est fermée de nouveau, la ligne TUS passe à l'état bas et l'information 29 du SAA 5041 transmise par le bus élimine l'affichage et rebascule le système en mode TV. Si la touche horloge VT est enfoncée en mode TV, l'information numéro 4 du SAA 5041 est présente sur le bus et l'heure est affichée. Le système ne répond pas à une pression de la clé horloge vidéotexte en fonctionnement VT. La **figure 21** rend compte du code émis par le SDA 2008 correspondant au code reçu par le SAA 5041.

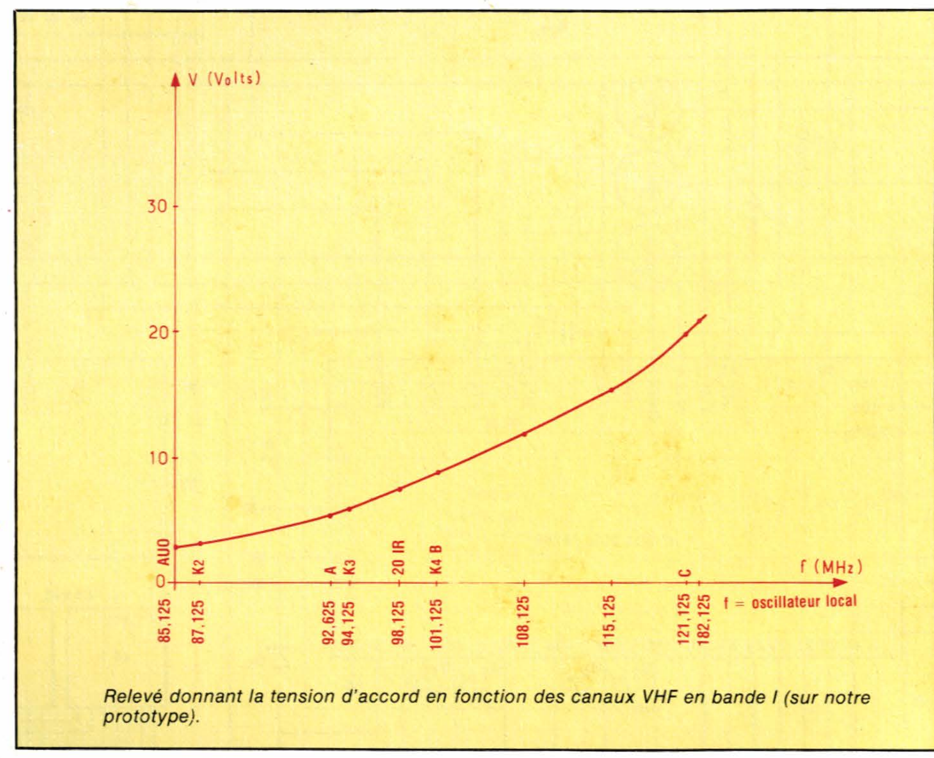
Mémorisation des grandeurs analogiques

Les quatre sorties analogiques peuvent être utilisées pour contrôler 4 fonctions du téléviseur. Les sorties sont contrôlées par les convertisseurs numérique/analogique du microcontrôleur. Les 6 bits donnent 63 pas différents de 0 à 100 %. Le signal de sortie du convertisseur est donc un signal rectangulaire de fréquence constante 2 kHz et de rapport cyclique variable. Ce signal est, avant d'être utilisé, filtré par une succession de réseaux RC ou plusieurs filtres actifs.

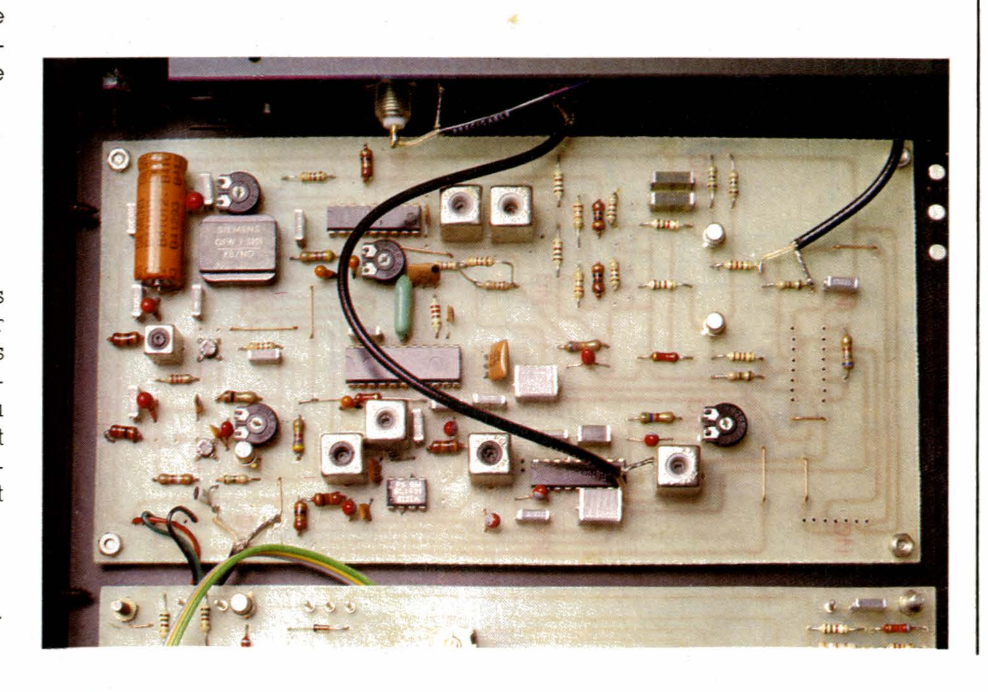
Les sorties analogiques, qui sont en fait les sorties du signal à rapport cyclique variable, ont des sorties à drain ouvert. Une résistance de charge externe sera connectée entre chaque sortie et la ligne d'alimentation positive. L'absence de la résistance de charge laisse le choix quant à l'excursion de la tension de commande.

Chaque convertisseur possède son propre registre de sortie, le rapport cyclique est donc fixé pour un temps illimité. Qu'il s'agisse d'une commande locale ou à distance, la tension de sortie peut varier au rythme de 8 pas par seconde. Huit secondes sont donc nécessaires pour parcourir l'espace 0 à 100 %. La sortie A_0 du SDA 2010 est appelée sortie volume car la commande de silencieux n'a d'effet que sur cette sortie.

Les trois autres sorties A_1, A_2 et A_3 peuvent être utilisées pour n'importe quelle autre fonction.



Relevé donnant la tension d'accord en fonction des canaux VHF en bande I (sur notre prototype).



Vue complète de la platine FI avec les raccordements.

V (Volts)

Accord en bande III VHF.

30
20
10
0

f (MHz)

fréquence oscillateur local

207,125 S10
214,125 D, K5
221,125 K6
222,625 E
228,125 K7
231,125 F
235,125 K8
240,125 G
242,125 K9
249,125 H, K10
256,125 K11
263,125 K12
270,125 S11

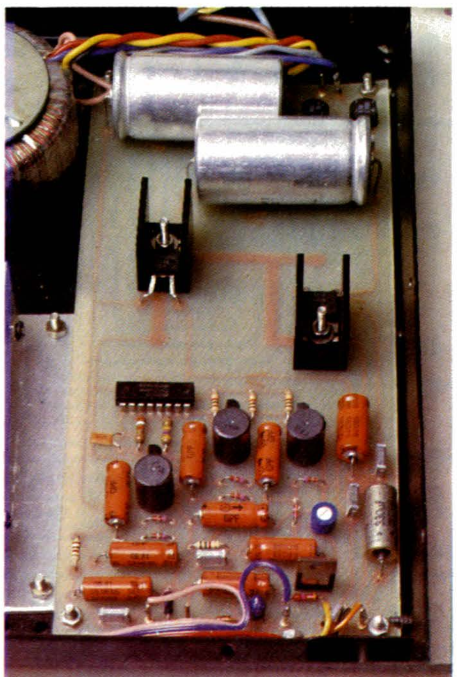
V (Volts)

Tension d'accord en fonction des canaux UHF en bande IV et V.

verrouillage sur les canaux 21 à 73 inclus

30
20
10
0

30 40 50 60 70 Cx



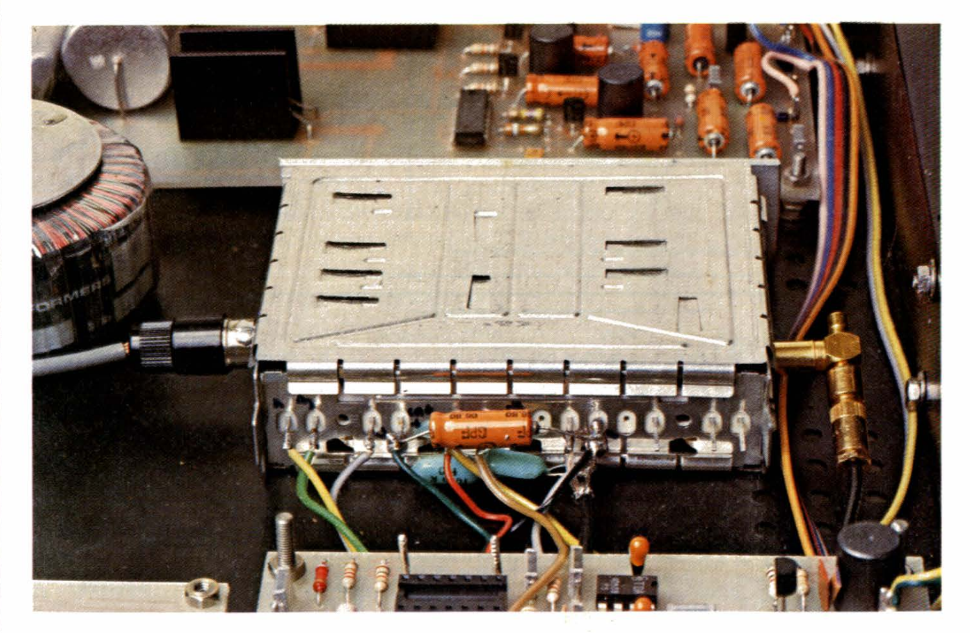
Platine alimentation reprise de notre précédente réalisation. La tension – 24 V n'est plus nécessaire.

Réalisation pratique

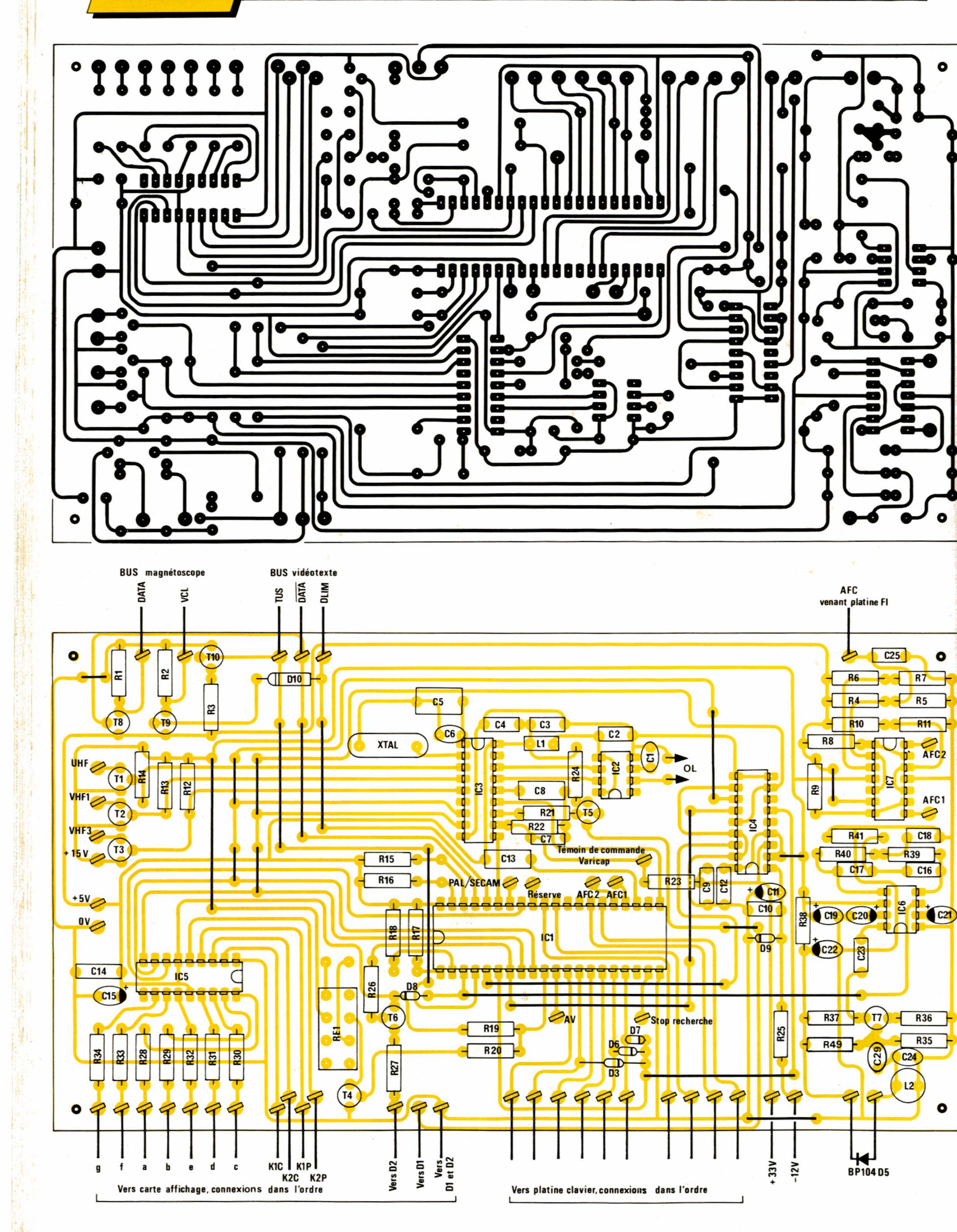
La **figure 22** rend compte du système que nous avons réalisé avec les circuits SDA 210. On utilise un sélecteur HF RTC UV 411 ou UV 415. Ces deux sélecteurs diffèrent par leur couverture, seul l'UV 415 couvrant les canaux S. Les sorties oscillateur VHF et UHF sont facilement repérables et l'on s'aidera des schémas parus dans Radio Plans n° 422, **figure 29,** pour implanter les composants nécessaires au prélèvement des signaux d'oscillateurs locaux. Réseau RC série pour l'oscillateur VHF, réseau capacitif pour l'oscillateur UHF et additionneur C_{25}, C_{26}. Le signal résultant est alors appliqué, via un câble coaxial KX 3B d'environ 18 cm à l'entrée du prédiviseur SDA 2101 ou du U 664 B Telefunken qui équipe notre maquette. Le signal divisé est transmis au diviseur programmable SDA 2112 géré par le SDA 2010.

Bien que toutes les possibilités du clavier soient représentées à la **figure 22,** elles ne sont pas toutes utilisées. Les fonctions retenues sur la maquette sont matérialisées par un cercle entourant la clé concernée.

La mémoire utilisée étant du type SDA 2006, la diode DO_4 sera ab-



Le tuner avec les raccordements spécifiques. On distingue C_{26} et C_{27} à ajouter ainsi que la prise SMA.


BUS magnétoscope
DATA
VCL
BUS vidéotexte
TUS
DATA
DLIM
AFC venant platine FI
R1
R2
T10
D10
R3
T8
T9
C5
C6
C4
C3
XTAL
L1
C2
C1
OL
UHF
T1
R14
R13
R12
VHF1
T2
VHF3
+15 V
T3
IC3
C8
R24
IC2
R21
T5
R22
C7
Témoin de commande Varicap
R15
C13
R16
PAL/SECAM
Réserve
AFC2
AFC1
R23
C9
C12
IC4
+5V
0V
R18
R17
IC1
C14
IC5
C15
R26
D8
T6
RE1
R19
AV
Stop recherche
D7
R20
D6
D3
R27
T4
R34
R33
R28
R29
R32
R31
R30
R25
C25
R6
R7
R4
R5
R10
R11
R8
AFC2
R9
IC7
AFC1
R41
C18
R40
R39
C17
C16
C11
C10
D9
R38
C19
C20
IC6
C21
C22
C23
R37
T7
R36
R49
R35
C29
C24
L2
g
f
a
b
e
d
c
K1C
K2C
K1P
K2P
Vers D2
Vers D1
Vers D1 et D2
Vers carte affichage, connexions dans l'ordre
Vers platine clavier, connexions dans l'ordre
+33V
-12V
BP104 D5

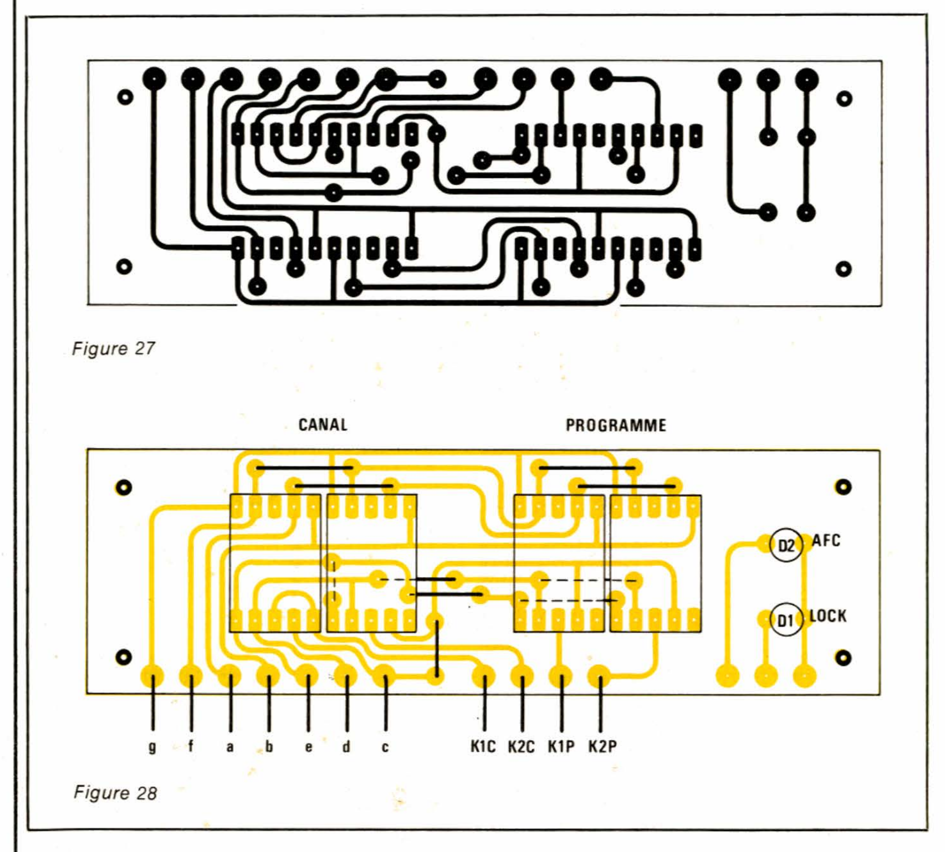


Figure 27

Figure 28

sente ; le circuit d'affichage SDA 2124 permettant affichage simultané du canal et du programme étant employé, la diode DO_7 sera connectée.

On peut alors obtenir diverses variantes avec les diodes DO_3 et DO_6 notées D_3 et D_6 sur le schéma de la **figure 22.**

Tous les éléments présents sur le schéma de la **figure 22** ne peuvent pas être implantés sur le même circuit imprimé, le système devant prendre place dans un rack ESM une unité. C'est aussi la raison pour laquelle nous avons limité le nombre de fonctions donc le nombre de touches.

On a donc recours à trois circuits imprimés différents, un circuit principal, un circuit clavier et un circuit affichage.

Le tracé des pistes et l'implantation des composants sont représentés aux **figures 23** et **24** pour le circuit principal, **25** et **26** pour le circuit clavier, **27** et **28** pour le circuit affichage. Le relais RE_1 sera utilisé pour la mise en marche du moniteur. Les 4 sorties analogiques, non utilisées dans cet article, commanderont la lumière, le contraste et la saturation — moniteur couleur —

Le préamplificateur infrarouge est réalisé avec un étage à transistor et un circuit intégré spécialisé TDA 4050 B. Ce circuit ayant déjà fait l'objet d'explication dans de précédents articles, nous ne reviendrons pas sur son fonctionnement.

Les interconnexions aux platines affichage et clavier ne posent aucun problème puisque les connexions sont en vis à vis.

Comme nous vous l'avions annoncé dans les précédents numéros, la platine alimentation utilisée est la platine utilisée dans le Key-System Plessey décrite dans le numéro 422 de Radio Plans. La tension – 24 Volts n'étant pas utilisée, tous les composants nécessaires à la génération de cette tension pourront être omis.

Les deux diodes électroluminescentes D_1 et D_2, verrouillage du PLL et commande automatique de fréquence sont implantés sur la platine affichage.

La diode D_2 est allumée pour la CAF en service et D_1 éteinte pour le système verrouillé.

L'émetteur infrarouge

Le schéma de principe de l'émetteur infrarouge est représenté à la **figure 29.** Grâce au transistor T_{11}, la consommation au repos est excessivement faible. Dès qu'une clé est enfoncée, le transistor T_{11} est saturé et le circuit IC_8 est alimenté. Le condensateur C_{28} joue un rôle de ré-

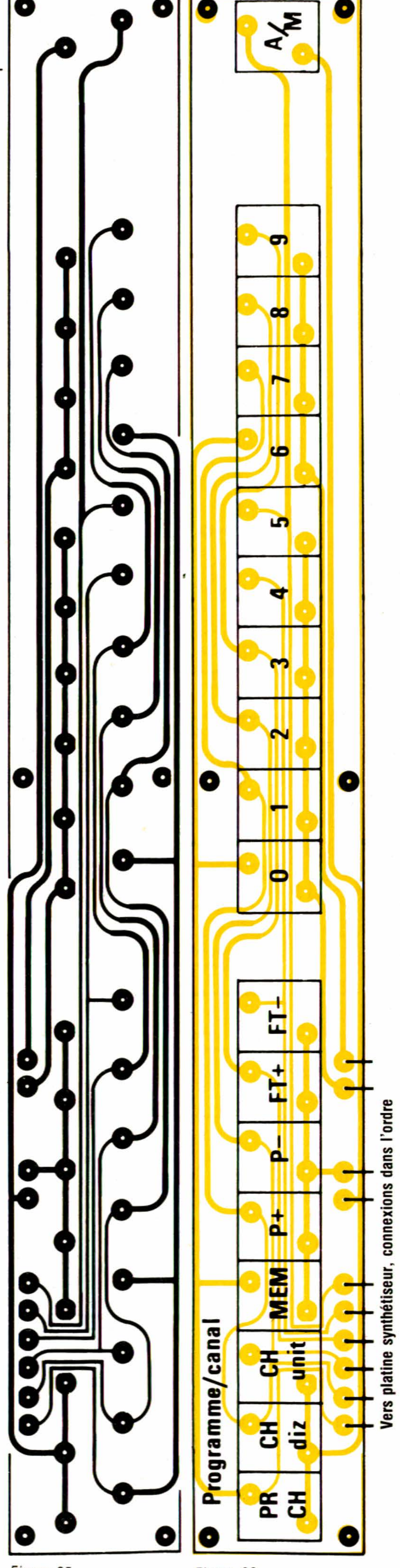


Figure 25

Figure 26

Figure 29

servoir et stocke l'énergie dissipée dans les diodes D_{11} à D_{14} pendant l'émission.



RC_1 sera soit un filtre céramique 455 kHz, soit un résonnateur céramique 500 kHz.

Nous avons utilisé pour le prototype les mêmes touches Jeanrenaud que pour les commandes locales. Ces touches conduisent à réaliser deux circuits imprimés superposés dont un double face, aussi avons-nous pensé qu'il serait préférable de simplifier et c'est la raison pour laquelle les **figures 30** et **31** donnent le tracé et l'implantation d'un seul circuit double face mis au point pour des touches SECMÉ plus hautes, plus économiques et plus courantes. Les croix disposées sur l'implantation symbolisent les traversées double face à effectuer avec des queues de composants. Cette disposition permet d'éviter l'emploi de trous métallisés.

Le condensateur C_{28} dont la valeur n'est pas cruciale peut être constitué par une batterie de condensateurs de 100 µF, 10 V.

Il n'y a aucune mise au point né-

cessaire sur l'émetteur de télécommande. Le seul réglage qui est en fait un réglage fin est l'accord du générateur de fréquence de référence du PLL ajustable par le biais du condensateur ajustable C_5 en série avec le quartz KVG 3,000 MHz. Les courbes données aux pages 50 et 51 montrent les résultats obtenus : tension d'accord en fonction du canal reçu pour les bandes I et III en VHF et les bandes IV et V en UHF.

On pourra se fier à ces résultats pour contrôler le bon fonctionnement du synthétiseur. Pour un même canal, la tension d'accord peut varier d'un sélecteur à l'autre et il ne sera pas étonnant de mesurer des valeurs légèrement différentes.

Conclusion

Le système SDA 210 est extrêmement puissant. Son principe réclame de longues explications mais la mise en œuvre des circuits est aussi rapide que simple dès que le principe est compris.

On peut simplement regretter que la ROM du microcontrôleur ne contienne que les canaux des systèmes B et G, ou qu'un câblage externe n'autorise pas une programmation de la fréquence intermédiaire vision, ce qui élargirait considérablement les possibilités du système.

Regrets d'autant plus profonds que des circuits SDA 2010 différents ont été programmés de manière différente et qu'ils restent la propriété du concepteur du programme. Pour palier cet inconvénient, nous vous présenterons une carte d'adaptation, ne comportant que quelques circuits CMOS, qui s'intercalera entre le SDA 2010 et le SDA 2112.

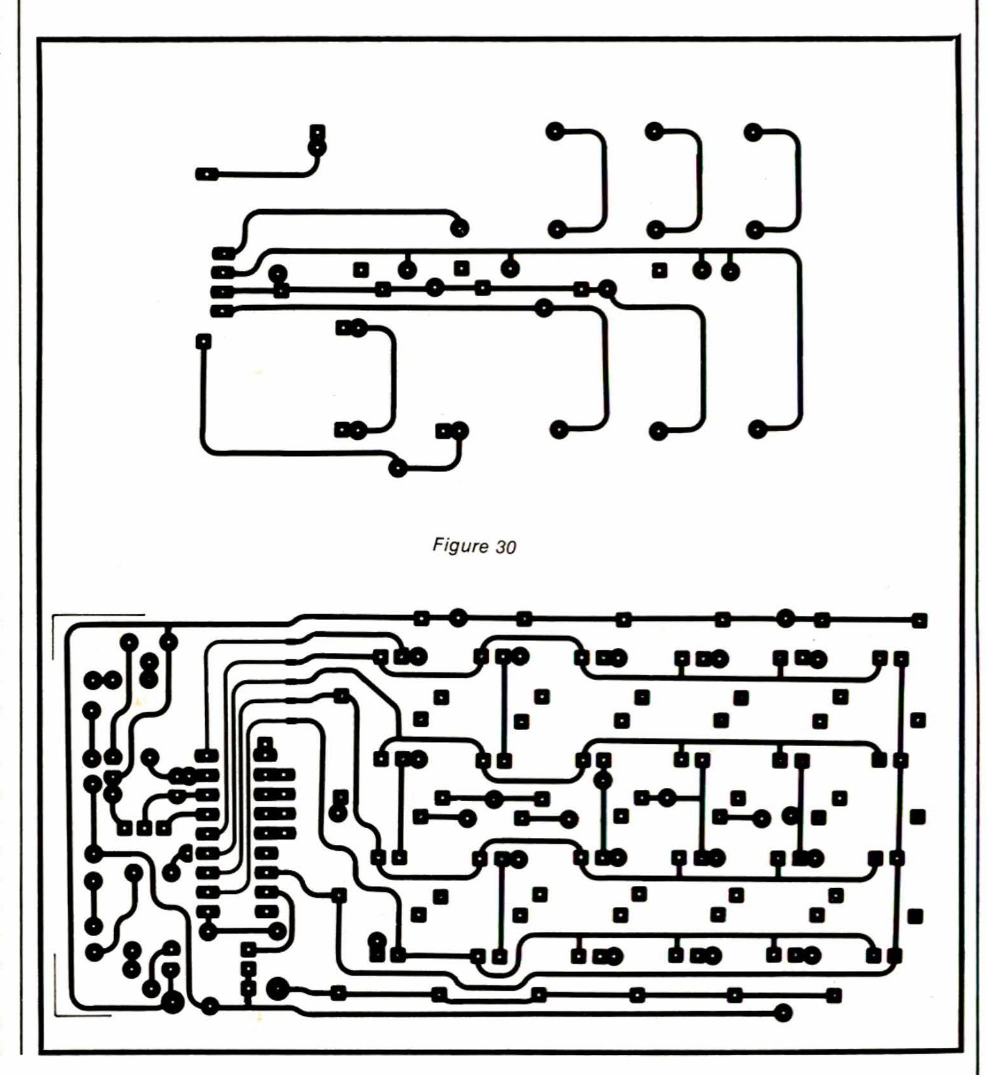


Figure 30

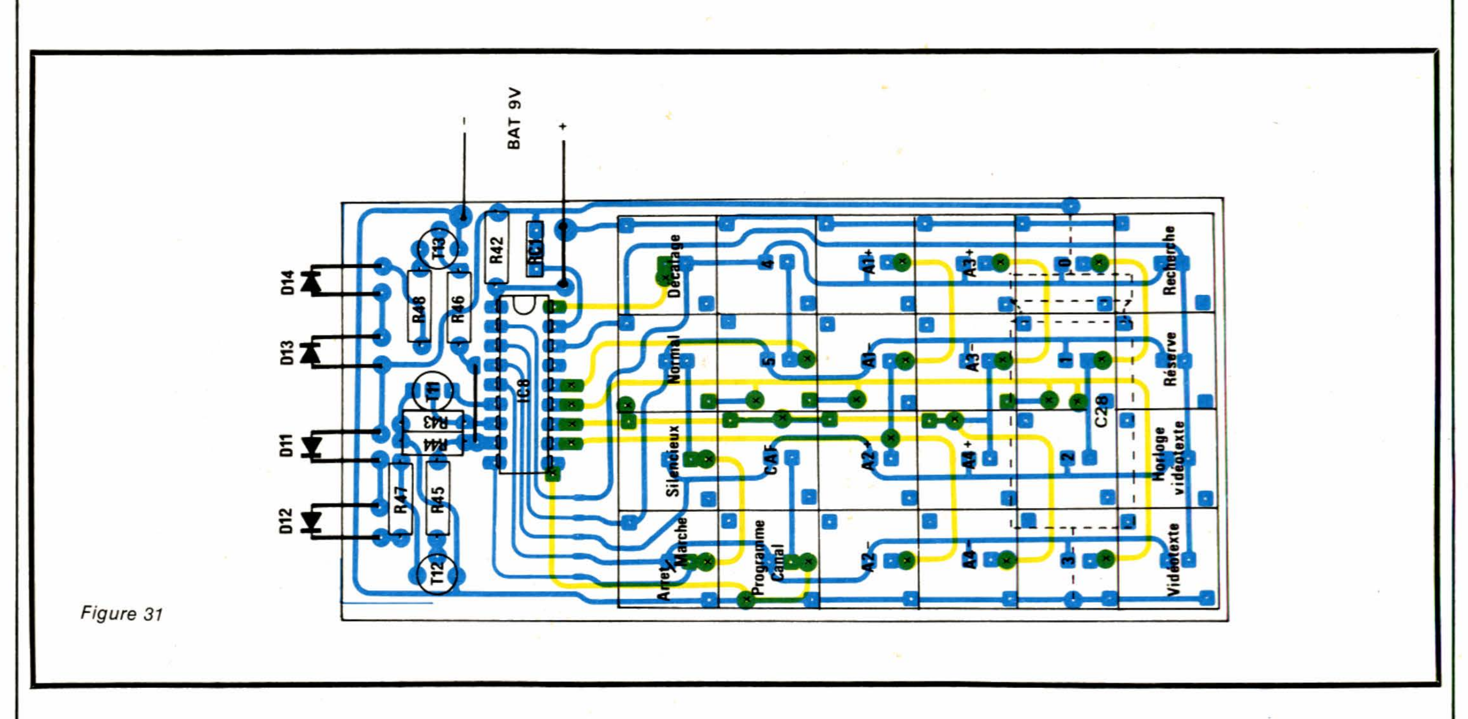


Figure 31

Nomenclature

Résistances

R_1 : 1 kΩ
R_2 : 1 kΩ
R_3 : 8,2 kΩ
R_4 : 390 Ω
R_5 : 22 kΩ
R_6 : 1 kΩ
R_7 : 8,2 kΩ
R_8 : 47 kΩ
R_9 : 47 kΩ
R_{10} : 47 kΩ
R_{11} : 10 kΩ
R_{12} : 22 kΩ
R_{13} : 22 kΩ
R_{14} : 22 kΩ
R_{15} : 8,2 kΩ
R_{16} : 8,2 kΩ
R_{17} : 8,2 kΩ
R_{18} : 8,2 kΩ
R_{19} : 4,7 kΩ
R_{20} : 10 kΩ
R_{21} : 10 kΩ
R_{22} : 33 kΩ
R_{23} : 22 kΩ
R_{24} : 22 Ω
R_{25} : 1,5 kΩ
R_{26} : 47 kΩ
R_{27} : 560 Ω
R_{28} : 150 Ω
R_{29} : 150 Ω
R_{30} : 150 Ω
R_{31} : 150 Ω
R_{32} : 150 Ω
R_{33} : 150 Ω
R_{34} : 150 Ω
R_{35} : 33 kΩ
R_{36} : 1 kΩ
R_{37} : 6,8 kΩ
R_{38} : 2,2 kΩ
R_{39} : 3,3 kΩ
R_{40} : 3,3 kΩ
R_{41} : 1,8 kΩ
R_{42} : 100 Ω
R_{43} : 22 kΩ
R_{44} : 22 kΩ
R_{45} : 10 Ω
R_{46} : 10 Ω
R_{47} : 2,2 Ω
R_{48} : 2,2 Ω
R_{49} : 560 kΩ

Condensateurs

C_1 : 1 nF, céramique
C_2 : 1 nF, MKH
C_3 : 1 nF, MKH
C_4 : 0,1 µF, MKH
C_5 : 0-20 pF, ajustable
C_6 : 82 pF, céramique
C_7 : 47 nF, MKH
C_8 : 0,33 µF, MKH
C_9 : 0,1 µF, MKH
C_{10} : 0,1 µF, MKH
C_{11} : 10 µF, 6,3 V
C_{12} : 0,1 µF, MKH
C_{13} : 1 µF, MKH
C_{14} : 0,1 µF, MKH
C_{15} : 10 µF, 16 V
C_{16} : 1,5 nF, MKH
C_{17} : 1,5 nF, MKH
C_{18} : 3,3 nF, MKH
C_{19} : 10 µF, 16 V
C_{20} : 1 µF, 16 V
C_{21} : 2,2 µF, 16 V
C_{22} : 10 µF, 16 V
C_{23} : 22 nF, MKH
C_{24} : 180 pF, céramique
C_{25} : 10 nF, MKH
C_{26} : 4,7 nF, céramique
C_{27} : 1 nF, céramique
C_{28} : 1 000 µF, 10 V
C_{29} : 4,7 nF, céramique

Semi-conducteurs

T_1 : BC 179B
T_2 : BC 179B
T_3 : BC 179B
T_4 : 2N2222
T_5 : 2N2222
T_6 : BC 179B
T_7 : MPSA 18
T_8 : 2N2222
T_9 : 2N2222
T_{10} : 2N2222
T_{11} : MPSA 18
T_{12} : MPSA 18
T_{13} : MPSA 18

D_1 : LED ∅ 5 rouge
D_2 : LED ∅ 5 rouge
D_3 : 1N4148
D_4 : 1N4148
D_5 : BP 104
D_6 : 1N4148
D_7 : 1N4148
D_8 : 1N4148
D_9 : Zener 0,4 W, 5,1 V
D_{10} : 1N4148
D_{11} : LD 271
D_{12} : LD 271
D_{13} : LD 271
D_{14} : LD 271

Circuits intégrés

I_1 : SDA 2010 A001
IC_2 : SDA 2101 ou U664B
IC_3 : SDA 2112
IC_4 : SDA 2006
IC_5 : SDA 2124
IC_6 : TDA 4050
IC_7 : TAA 4761A
IC_8 : SDA 2008

Divers

XTAL : Quartz 3,000 MHz, KVG
RC_1 : Résonnateur céramique, 500 kHz ou filtre céramique TOKO 455 kHz
RE_1 : Relais Omron 12 V
L_1 : 100 µH, TOKO
L_2 : 100 mH, TOKO
19 touches MDP Jeanrennaud (commandes local)
24 touches SECMÉ (Réf. 811010100) (télécommande)
4 afficheurs HD1133R Siemens (ou équivalents, voir fiches)
1 rack une unité ESM ER 48/04
Embases BNC et CINCH
1 prise + 1 embase SMA (raccordement tuner)

INFOS

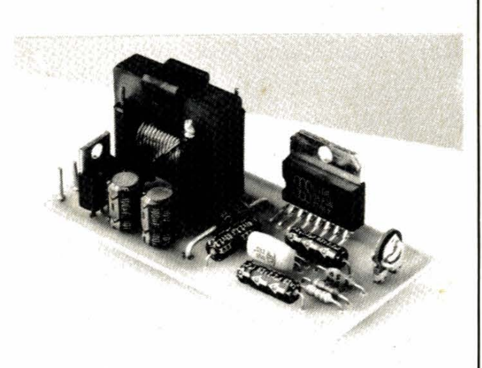
• Nouveautés composants •

Nouveautés SGS

Régulateur monolithique à découpage délivrant 160 W

Remplaçant des modules hybrides coûteux, le régulateur à découpage L296 délivre 4 A sous une tension programmable de 5,1 V à 40 V et comporte des dispositifs tels que démarrage progressif, limitation de courant programmable, inhibition à distance et sortie de reset pour microprocesseurs.

Le L296 est monté dans un boîtier plastique multiwatt 15 broches et très peu de composants externes sont nécessaires. De plus, travaillant avec un bon rendement à des fréquences de découpage allant jusqu'à 200 kHz, la dimension et le coût des composants du filtre extérieur sont réduits considérablement. Une tension de référence de précision ajustée sur le chip élimine le besoin d'un trimmer.



Très utilisée dans les systèmes à microprocesseur, la sortie reset apporte un signal temporisé lorsque la tension atteint un seuil pré-réglé.

La temporisation et le seuil peuvent être tous deux programmés par des composants extérieurs permettant ainsi la surveillance de la tension d'entrée ou de la tension de sortie.

Une protection de surtension « crowbar » peut être réalisée simplement en ajoutant un thyristor extérieur, le L296 comportant la détection de tension et le circuit de commande appropriés.

Le L296 est protégé contre les inversions de polarité en entrée et contre les surcharges thermiques. Une protection contre les courts-circuits externes est apportée par le limiteur de courant programmable.

Plusieurs L296 peuvent être synchronisés facilement et la commande à distance ON/OFF est simplifiée par l'utilisation de l'entrée inhibit compatible TTL. Le temps de montée à la mise sous tension est programmé par une capacité extérieure.

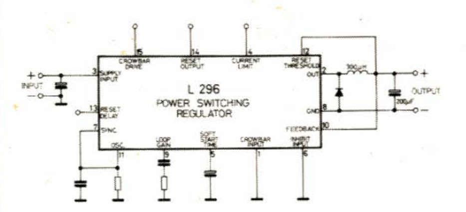


Schéma de branchement courant.

Circuit de protection contre les surtensions transitoires

Conçu spécialement pour les postes téléphoniques à numérotation multifréquences, le LS5018 de SGS est un circuit de protection statique contre les surcharges transitoires qui remplace tubes à gaz, diodes zéner, thyristors.

Le dispositif reste en circuit ouvert jusqu'à ce que la tension aux bornes des connexions atteigne ± 18 V. A ce moment, le LS5018 s'amorce et devient un court-circuit, supportant des crêtes allant jusqu'à 500 A et des courants pointes répétitifs de 50 A. Le LS5018 retrouve son état initial lorsque la surcharge a disparu et que le courant retombe au-dessous de 250 mA.

Comparé aux tubes de décharge à gaz, le LS5018 offre des performances supérieures : temps d'amorçage indépendant du temps de montée, résistance en conduction très basse et très peu dépendante du vieillissement.

Contrairement aux diodes zéner, le LS5018 court-circuite la surtension plutôt qu'il ne l'écrête et comparé aux thyristors, le LS5018 peut être utilisé sur des lignes téléalimentées car il revient à son état initial dès que le courant tombe au-dessous de 250 mA.

Le coût de la protection est réduit car le LS5018 ne demande aucun composant extérieur. De plus, comme le dispositif est bidirectionnel, il peut être connecté directement sur la ligne avant le pont de redressement.

Un autre avantage du LS5018 est qu'il est auto-protégé. S'il est détruit par une surcharge exceptionnellement grande, il reste en court-circuit, protégeant toujours contre d'autres surcharges et indiquant le besoin d'un remplacement.

Le LS5018 est assemblé en boîtier minidip à cadre avec 4 connexions par sortie.

Pont de redressement monolithique à très faible chute de tension

Etudié pour les applications de postes téléphoniques à numérotation multifréquences, le LS346 est un circuit intégré de pont ayant une chute de tension très basse. A 10 mA de courant de ligne, la chute totale à travers ce pont est de 100 mV ; elle atteint 400 mV à 80 mA.

Le LS346 est encapsulé dans un boîtier minidip plastique et ne nécessite aucun composant de précision ; ceci rendant la solution particulièrement économique.

Il résulte de la technologie utilisée, que le produit fonctionne également comme limiteur à 18 volts.

16 volumes 15 coffrets de matériel

L'ENCYCLOPEDIE PRATIQUE DE L'ELECTRONIQUE

COMPRENDRE...

Dans les années à venir, l'électronique est appelée à jouer un rôle croissant dans notre vie quotidienne. Aujourd'hui une encyclopédie vous y prépare : c'est le Livre Pratique de l'Electronique EUROTECHNIQUE. Seize volumes abondamment illustrés traitant dans des chapitres clairs et précis de la théorie de l'électronique. Une œuvre considérable détaillée, accessible à tous, que vous pourrez consulter à tout moment.

FAIRE...

Pour saisir concrètement les phénomènes de l'électronique, cette encyclopédie est accompagnée de quinze coffrets de matériel contenant tous les composants permettant un application immédiate.
Vous réaliserez plus de cent expériences passionnantes et, grâce à des directives claires et très détaillées, vous passerez progressivement des expériences aux réalisations définitives.

SAVOIR...

Conçue par des ingénieurs, des professeurs et des techniciens hautement qualifiés possédant de longues années d'expérience en électronique, cette encyclopédie fait appel à une méthode simple, originale et efficace.

16 VOLUMES QUI DOIVENT ABSOLUMENT FIGURER DANS VOTRE BIBLIOTHÈQUE ET 15 COFFRETS DE MATÉRIEL

Le Livre Pratique de l'Electronique est l'association d'une somme remarquable de connaissances techniques (5000 pages, 1500 illustrations contenues dans 16 volumes reliés pleine toile) et d'un ensemble de matériel vous permettant de réaliser des appareils de mesure et un ampli-tuner stéréo.



eurotechnique
FAIRE POUR SAVOIR
rue Fernand-Holweck, 21100 Dijon

Renvoyez-nous vite ce bon

BON POUR UNE DOCUMENTATION GRATUITE
à compléter
et à renvoyer aujourd'hui
à EUROTECHNIQUE
rue Fernand-Holweck
21100 Dijon

Je désire recevoir gratuitement et sans engagement de ma part votre documentation sur le Livre Pratique de l'Electronique. 09136

Nom ______ Prénom ______
Adresse ______
______
Code Postal ______ Localité ______

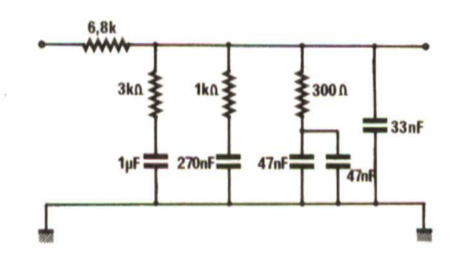
IDÉE SCHÉMA N° 79 RPEL

Générateur de bruit rose

Contrairement au bruit blanc qui présente une densité d'énergie constante pour une même largeur de bande, le bruit rose se caractérise par une densité d'énergie égale par octave. Il s'avère donc facile de générer du bruit rose à partir d'une source de bruit blanc. Il suffit de filtrer la source de bruit blanc avec un circuit qui présente une pente de – 3 dB/octave.

Seulement voilà, un circuit R, C (du 1er ordre) présente une décroissance au-delà de la fréquence de coupure (ou pôle de la fonction de transfert) de – 6 dB/octave.

Il est donc nécessaire de disposer d'un filtre à cellules R, C multiples où l'effet des pôles est partiellement compensé par celui des zéros (racines du numérateur) de la fonction de transfert.



Les pertes d'insertion sont de l'ordre de 20 dB.

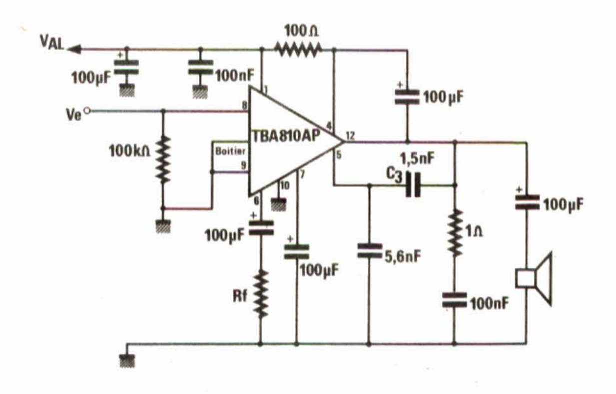
IDÉE SCHÉMA N° 81 RPEL

Amplificateur BF 4 W

Pour des puissances environ trois fois supérieures à celles obtenues avec le TBA 820M, et ce, dans la même plage de tension d'alimentation, on choisira le TBA 810P ou AP lui aussi fabriqué par THOMSON et SGS.

Ce circuit encapsulé en boîtier CB 109 ou CB 155, est protégé contre les surcharges thermiques et contre les court-circuits en sortie (si Vcc ≤ ISV).

Le gain en tension est déterminé par une résistance externe (Rf) et dépend du rapport Ri/Rf, où Ri est la résistance interne de contre-réaction. La résistance interne vaut 4 kΩ. Les condensateurs de compensation sont choisis en fonction du gain en tension et de la bande passante requise.

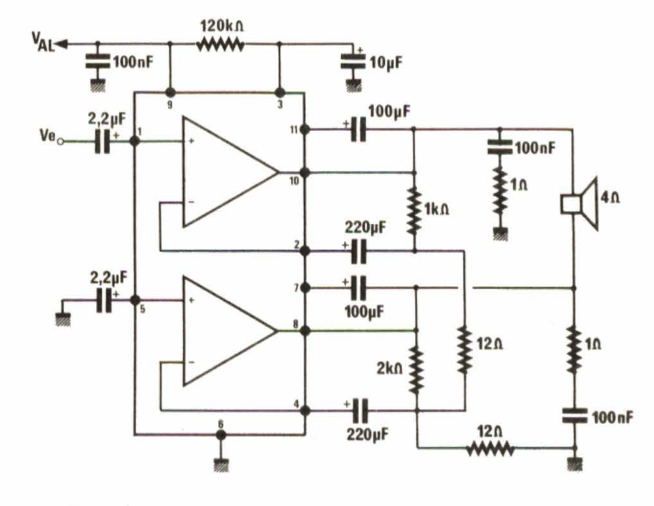


IDÉE SCHÉMA N° 83 RPEL

Amplificateur BF 20 W en pont

Le TDA 2005 SGS est une version améliorée du TDA 2004 destinée aux amplificateurs « bridgés ». Toutes les caractéristiques du 2004 sont conservées mais le 2005 dispose en plus d'une protection envers les court-circuits en courant continu, nécessaire à la version pontée. Le brochage est le même que pour le TDA 2004.

Etant donné que l'excursion en tension, à partir d'une même tension d'alimentation, est presque doublée mais que le courant maximum admissible reste inchangé, la charge ne devra pas présenter pour ce circuit une impédance inférieure à 4 Ω. Ici Gv = 50 dB et la bande passante s'étend de 40 Hz à 20 kHz (à – 3 dB).



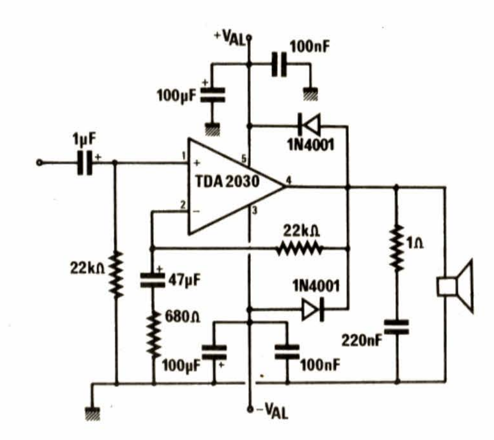
IDÉE SCHÉMA N° 84 — RPEL

Amplificateur HIFI 14 W

Les deux amplificateurs précédents fonctionnent en classe B et par conséquent, lorsque la puissance maximale est atteinte, le taux de distorsion atteint environ 10 %.

Le circuit présenté sur cette fiche, grâce au TDA 2030 qui lui fonctionne en classe AB, mérite le qualificatif de HIFI car dans le pire des cas, le taux de distorsion ne dépasse guère 0,5 %.

Le TDA 2030 est un amplificateur intégré en boîtier Pentawatt dont les caractéristiques générales sont voisines de celles du TDA 2004 et 2005 mais qui s'alimente à partir d'une source ± 18 V maximum. Il est fabriqué par SGS, Siemens et Thomson.



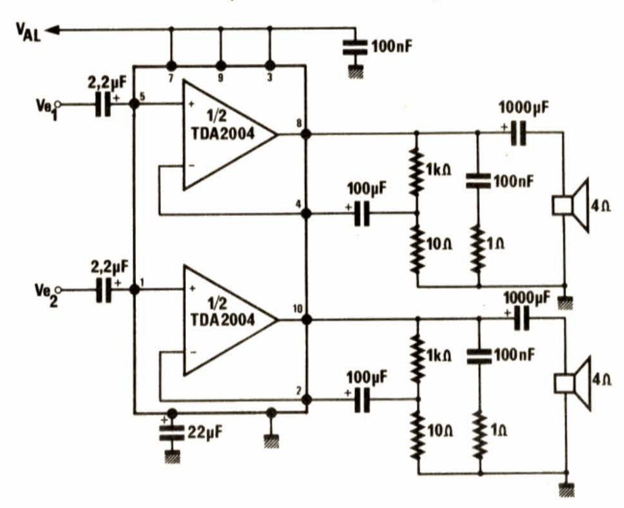
IDÉE SCHÉMA N° 82 — RPEL

Amplificateur BF 2 × 10 W

Ce schéma met en œuvre le TDA 2004 SGS, qui est un double amplificateur intégré, classe B, présenté en boîtier multiwatt 11 broches.

Il peut supporter des surtensions transitoires (50 ms) de 40 V et est protégé envers les inversions de polarité, les surcharges thermiques et les court-circuits vis-à-vis de l'alternatif.

Les éléments externes choisis correspondent à l'utilisation la plus courante sur batterie pour attaquer des HP de 2 ou 4 Ω. Le boîtier peut dissiper jusqu'à 30 W à 60°C (T boîtier) et la résistance thermique du radiateur pour le circuit présenté devra être de 4°C/W (Tamb = 25°C).



IDÉE SCHÉMA N° 80 — RPEL

Amplificateur BF 2 W

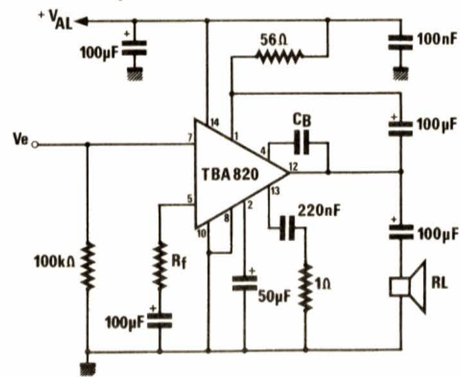
Ce circuit met en œuvre le TBA 820M, petit amplificateur en circuit intégré dual in-line, fabriqué par SGS-ATES et THOMSON qui permet d'utiliser des sources tension de 3 à 16 V avec un faible courant de repos (4 mA typique).

Son rendement élevé le destine tout particulièrement aux utilisations sur piles ou batteries.

Sans radiateur, d'ailleurs impossible à monter, on peut atteindre une puissance de 1,5 W dans le cas d'une charge de 8 Ω et d'une alimentation 12 V.

Le courant de crête admissible maximum vaut 1,5 A et la température de jonction maximum est de + 150°C.

Le gain en tension est fonction de la valeur de Rf, et le condensateur de compensation se choisit en fonction du gain et de la bande passante désirée.





Fiches « Composant » détachables pour votre labo

FICHE COMPOSANT — RPEL

DECODEUR BCD-7 SEGMENTS — CA3161E

Le CA3161E est un circuit intégré monolithique fabriqué par RCA. Ce décodeur BCD-7 segments permet de piloter un digit avec un minimum de composants externes, les résistances de limitation du courant de chaque segment sont intégrées au boîtier.
La sortie de chaque segment s'effectue sur un transistor NPN à collecteur ouvert, ce décodeur est particulièrement adapté à la commande d'afficheurs à anodes communes. Le système n'intègre pas de verrous, c'est la logique de commande qui doit assurer cette tâche. On remarquera que contrairement à d'autres décodeurs (le 4511 par ex.), les chiffres 6 et 9 sont décodés entièrement. Les entrées sont compatibles avec des niveaux TTL.

Caractéristiques maximum

Tension d'alimentation	5 V	
Courant consommé avec toutes les entrées hautes	3,5 mA à	8 mA max.
Tension d'entrée (Pin 1, 2, 6, 7)	+ 5,5 V	
Tension de sortie		
sortie inactive	+ 7 V	
sortie active	+ 10 V	
Dissipation de puissance à tamb. sup. à + 55°C	1 W	
Température de fonctionnement	0°C→ 75°C	

Caractéristiques électriques

Courant de sortie à l'état bas (VO = 2 V)	25 mA typ
Tension d'entrée minimum pour un niveau logique 1	2 V
Tension d'entrée maximum assurant un niveau logique bas	0,8 V max.
Courant d'entrée	
haut	– 30 µA
bas	– 40 µA

Affichage

0 1 2 3 4 5 6 7 8 9
10 11 12 13 14 15

FICHE COMPOSANT — RPEL

DECODEUR BCD-7 SEGMENTS — 74C48

Le 74C48 est un décodeur BCD-7 segments en technologie monolithique complémentaire MOS (CMOS) canal N et P, la sortie s'effectue sur un transistor NPN. Les données sont appliquées sur quatre entrées A, B, C, D. Une entrée blanking (BI) portée à l'état haut permet d'obtenir l'affichage de 0 à 15 (voir l'affichage donné par le digit pour les informations binaires supérieures à 9). L'entrée ripple-blanking RBI doit être à l'état haut si l'on veut supprimer l'affichage de zéros non significatifs par exemple. Lorsqu'un niveau bas est appliqué directement à l'entrée (BI), toutes les sorties segments sont à l'état bas quel que soit l'état des entrées. Une entrée test de digit (LT) active à l'état bas permet d'allumer tous les segments sans tenir compte de l'état des entrées. Si l'entrée (RBI) est basse ainsi que les entrées A, B, C, D (chiffre 0) et l'entrée (LT) à l'état haut, tous les segments sont éteints.
Le 74C48 peut piloter des afficheurs à cathodes communes en ajoutant une résistance de limitation externe par segment, ou piloter des afficheurs à anodes communes en activant chaque segment par un transistor NPN (avec résistance de limitation par segment).

Caractéristiques maximum

Tension d'alimentation	VDD	3 à 15 V
Tension d'entrée	VIN	– 0,3 à VDD + 0,3 V
Courant de sortie VDD 10 V (NPN bipolaire)	IO	– 50 mA
Dissipation du boîtier	PD	500 mW
Température de fonctionnement	TA	– 40°C à 85°C

Affichage

0 1 2 3 4 5 6 7 8 9
10 11 12 13 14 15

CARTE DE COMMANDE « CIRCUITS IMPRIMÉS »

RADIO PLANS électronique loisirs

Référence du circuit	Prix unitaire	Quantité demandée	Prix total
EL			
EL			+
EL			+
EL			+
EL			+
EL			+
EL			+
EL			+
Prix total TTC →			=
Ajouter sur cette ligne les frais de port (8 F pour la France métropolitaine ; 12 F pour DOM-TOM et étranger) →			+
Total à payer →			=



Fiches « Composant »

détachables pour votre labo

Veuillez me faire parvenir les circuits imprimés ci-contre à l'adresse suivante :

Nom : ....

Prénom : ....

Rue ....

N° : ....

Complément d'adresse : ....

....

Code postal : |_|_|_|_|_|

Ville : ....

Je joins à cette commande un règlement par :

- Chèque bancaire
- C.C.P.
- Mandat

FICHE COMPOSANT — RPEL

DECODEUR BCD-7 SEGMENTS — 74C48

Brochage

1 D_2 — 2 D_4 — 3 LT — 4 RBO/BI — 5 RBI — 6 D_8 — 7 D_1 — 8 Vss — 9 Oe — 10 Od — 11 Oc — 12 Ob — 13 Oa — 14 Og — 15 Of — 16 VDD (74C48)

Table de fonction

Fonction	LT	RBI	D	C	B	A	BI/RBO	a	b	c	d	e	f	g
	Entrées							Sorties						
0	H	H	B	B	B	B	H	H	H	H	H	H	H	B
1	H	X	B	B	B	H	H	B	H	H	B	B	B	B
2	H	X	B	B	H	B	H	H	H	B	H	H	B	H
3	H	X	B	B	H	H	H	H	H	H	H	B	B	H
4	H	X	B	H	B	B	H	B	H	H	B	B	H	H
5	H	X	B	H	B	H	H	H	B	H	H	B	H	H
6	H	X	B	H	H	B	H	B	B	H	H	H	H	H
7	H	X	B	H	H	H	H	H	H	H	B	B	B	B
8	H	X	H	B	B	B	H	H	H	H	H	H	H	H
9	H	X	H	B	B	H	H	H	H	H	B	B	H	H
10	H	X	H	B	H	B	H	B	B	B	H	H	B	H
11	H	X	H	B	H	H	H	B	B	H	H	B	B	H
12	H	X	H	H	B	B	H	B	H	B	B	B	H	H
13	H	X	H	H	B	H	H	H	B	B	H	B	H	H
14	H	X	H	H	H	B	H	B	B	B	H	H	H	H
15	H	X	H	H	H	H	H	B	B	B	B	B	B	B
BI	X	X	X	X	X	X	L	B	B	B	B	B	B	B
RBI	H	B	B	B	B	B	L	B	B	B	B	B	B	B
LT	B	X	X	X	X	X	H	H	H	H	H	H	H	H

FICHE COMPOSANT — RPEL

DECODEUR BCD-7 SEGMENTS — CA3161E

Brochage

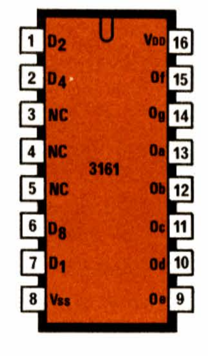


Table de fonction

Informations Binaires	D	C	B	A	a	b	c	d	e	f	g
	Entrées				Sorties						
0	B	B	B	B	B	B	B	B	B	B	H
1	B	B	B	H	H	B	B	H	H	H	H
2	B	B	H	B	B	B	H	B	B	H	B
3	B	B	H	H	B	B	B	B	H	H	B
4	B	H	B	B	H	B	B	H	H	B	B
5	B	H	B	H	B	H	B	B	H	B	B
6	B	H	H	B	B	H	B	B	B	B	B
7	B	H	H	H	B	B	B	H	H	H	H
8	H	B	B	B	B	B	B	B	B	B	B
9	H	B	B	H	B	B	B	B	H	B	B
10	H	B	H	B	H	H	H	H	H	H	B
11	H	B	H	H	B	H	H	B	B	B	B
12	H	H	B	B	H	B	B	H	B	B	B
13	H	H	B	H	H	H	H	B	B	B	H
14	H	H	H	B	B	B	H	H	B	B	B
15	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H

Sécurité batterie, secteur pour caravanes et camping cars



Les grandes vacances approchent à grands pas. Déjà on s'affaire autour de sa caravane ou de son camping car. Il est temps en effet de vérifier que tout est près pour le périple préparé pendant ce long hiver.

Quand on part pour plusieurs jours « loin de toute civilisation », il convient de s'assurer que tout fonctionne correctement. Le montage que nous vous proposons contribuera sans doute à vous éviter bien des ennuis en vous prévenant dès qu'une avarie surviendra à votre batterie ou à votre installation secteur qui alimente le réfrigérateur sans lequel le beurre ne serait qu'un liquide jaunâtre et la boisson une infâme tisane.

Nous avons donc conçu cet appareil pour être prévenu dès la moindre baisse anormale de la tension batterie ou encore en cas de panne secteur. Compte tenu de la logique utilisée, ce montage permet simultanément de connaître à tout moment la tension de la batterie à environ 0,5 volt près.

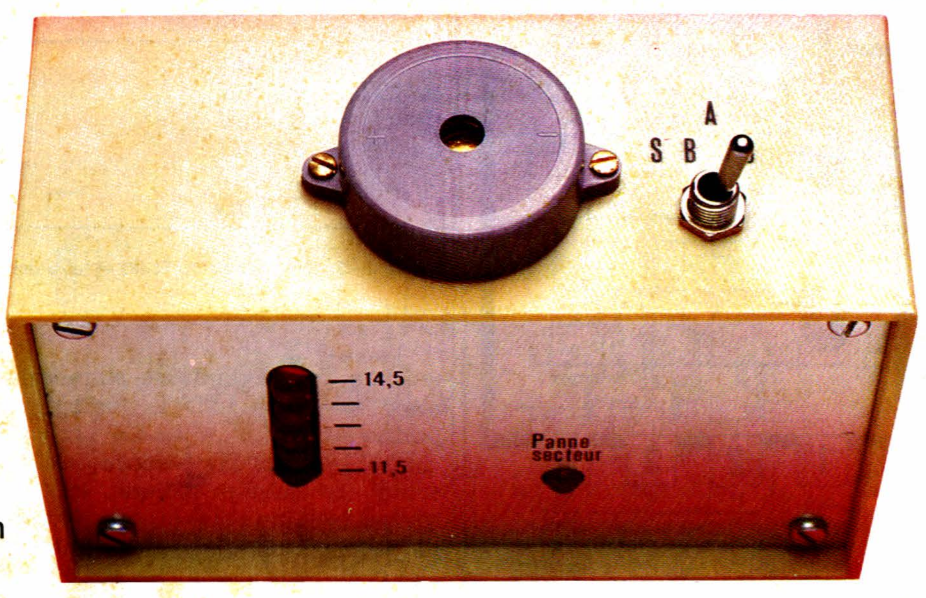


Schéma de principe

Ce schéma est donné à la **figure 1**. On y distingue 3 circuits intégrés réalisant les fonctions suivantes : IC_1 est le voltmètre donnant la tension batterie, IC_2 est le générateur sonore avertissant qu'une anomalie a lieu soit sur le 12 V soit sur le 220 V et IC_3 est le détecteur de panne secteur.

Le circuit intégré IC_1 est un TL489 contenant 5 comparateurs permettant de visualiser le signal d'entrée. Pour permettre l'allumage de diodes LED, la sortie des 5 comparateurs alimente un transistor dont le collecteur est en circuit ouvert (voir la **figure 2**). Cette même figure donne l'état des 5 sorties en fonction du niveau d'entrée. Ce circuit peut être alimenté jusqu'à une tension de 18 volts, chaque collecteur de transistor pouvant délivrer 40 mA. Pour notre application, la tension de la batterie a été stabilisée par D_2 et T_1 à 9,4 volts. La résistance R_3 limite le courant de Zener de D_2 à une valeur raisonnable permettant de ne pas travailler dans le coude de la caractéristique de D_2 même lorsque la tension batterie baisse de façon notable. C'est cette tension de 9,4 volts qui alimente IC_1 et IC_2 le courant dans les diodes LED est limité par les résistances R_4 à R_8 à environ 7 ou 8 mA.

La mesure des variations de la tension batterie est confiée à l'association D_1, R_1, R_2. Une batterie bien chargée peut donner à ses bornes environ 14 volts voire 14,4 volts en charge alors qu'en cas de décharge bien avancée, cette tension peut passer légèrement en dessous de 12 volts. En tablant sur une plage de variation de 11 à 14 volts, cela nous fait une variation de tension de 3 volts. La diode Zener D_1 est un modèle 11 volts. On trouve donc aux bornes de R_1 R_2 un maximum de 3 volts. Compte tenu du diviseur par 3 constitué par R_1 R_2 on obtient donc une tension continue variant entre 0 et un peu plus de 1 volt en fonction

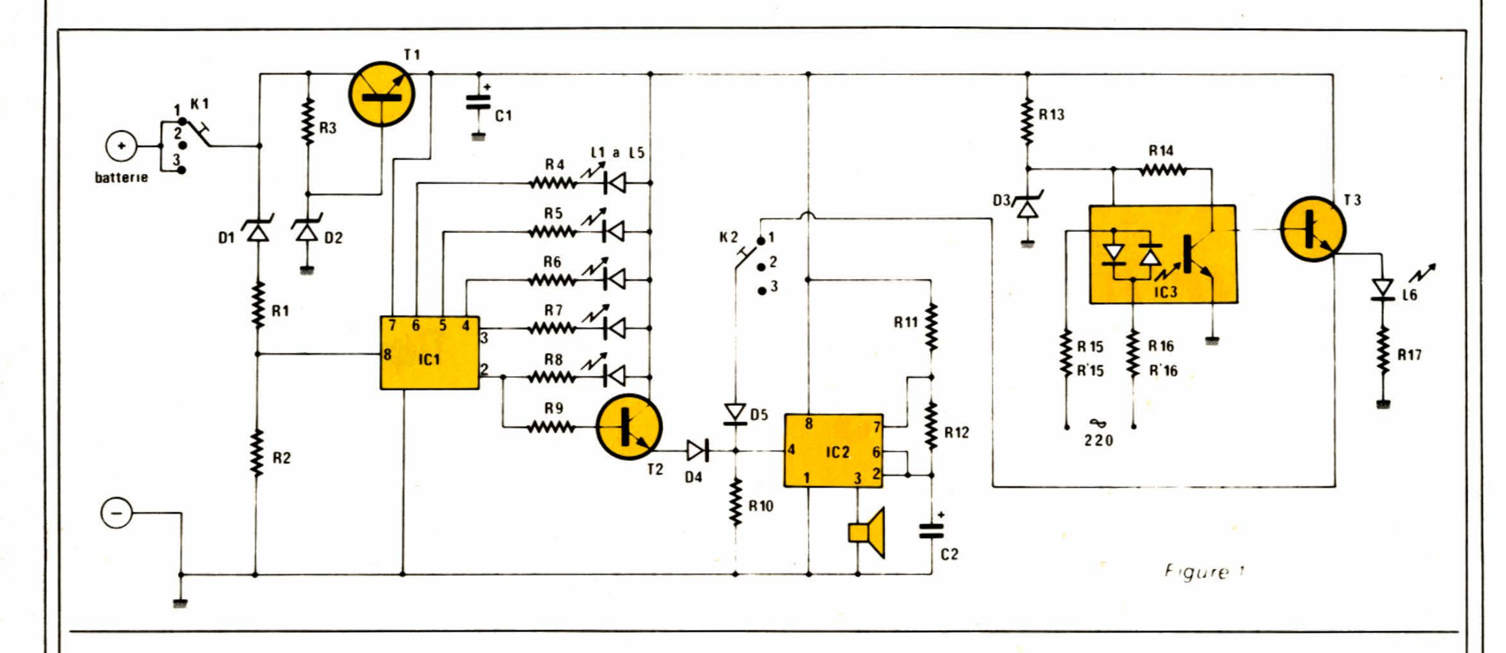
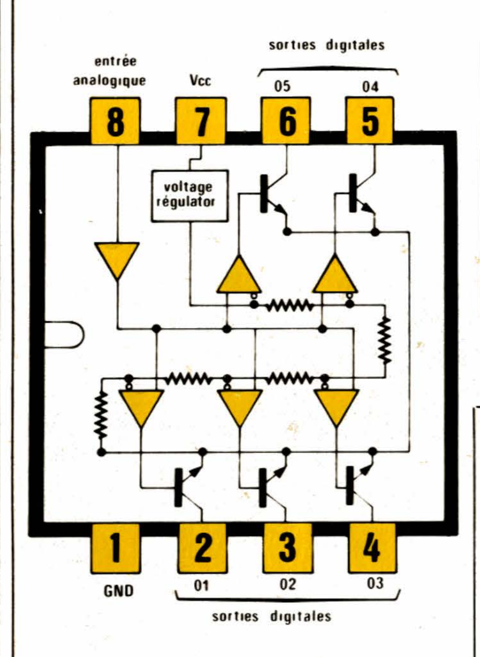


Figure 1



Entrées A (nominal)	Sorties Q_1	Q_2	Q_3	Q_4	Q_5
< 200 mV	H	H	H	H	H
de 200 à 400 mV	L	H	H	H	H
de 400 à 600 mV	L	L	H	H	H
de 600 à 800 mV	L	L	L	H	H
de 800 à 1 000 mV	L	L	L	L	H
> 1 000 mV	L	L	L	L	L

Figure 2 - Schéma interne du TL489 et table de vérité.

de l'état de charge de la batterie.

Si la tension batterie passe en dessous de 11,6 à 11,8 volts, la sortie Q_1 de IC_1 (patte 2) passe au niveau 1 (les 5 LED sont alors éteintes) par contre Q_2 qui est normalement bloqué se sature et applique à son tour un niveau 1 sur l'anode de D_4. Cette diode, associée à D_5 et R_{10}, réalise une porte OU à 2 entrées dont la sortie commande l'entrée d'inhibition de IC_2 qui n'est autre qu'un 555 câblé en astable, de période $T = 0{,}693\ (R_{11} + 2R_{12})$, soit environ 10 secondes avec les valeurs que nous avons choisies. La sortie du 555 alimente un buzzer qui ne fonctionne que lorsque cette sortie est à l'état haut.

La diode D_5, deuxième entrée de la porte OU déjà citée, reçoit pour sa part le signal disponible sur l'émetteur de T_3 qui alimente simultanément la diode LED L_6 témoin de panne secteur.

Pour détecter la présence ou l'absence de tension secteur, tout en restant isolé de celui-ci, on a fait appel à un circuit intégré fabriqué par General Instrument, le MID400. Il s'agit d'un optocoupleur dont le schéma interne est visible sur la **figure 3.** L'entrée est constituée de 2 LED montées tête bêche (une pour chaque alternance secteur) et la sortie est constituée par une photodiode associée à un amplificateur suivi d'un transistor dont le collecteur est en circuit ouvert. L'amplificateur intégré dans le MID400 fonctionne en 5 volts continus, tension compatible avec la logique TTL, mais un peu faible pour notre application. Ce petit inconvénient a nécessité l'adjonction de D_3 et R_3 qui amènent les 9,6 V à 4,7 volts. La résistance R_{14} sert de charge au transistor de sortie du MID400. Pour amener la tension secteur à une valeur compatible avec le fonctionnement des 2 LED d'entrée, il est nécessaire de faire chuter celle-ci dans une (ou des) résistances. C'est le rôle des 4 résistances R_{15} R'_{15} R_{16} R'_{16}.

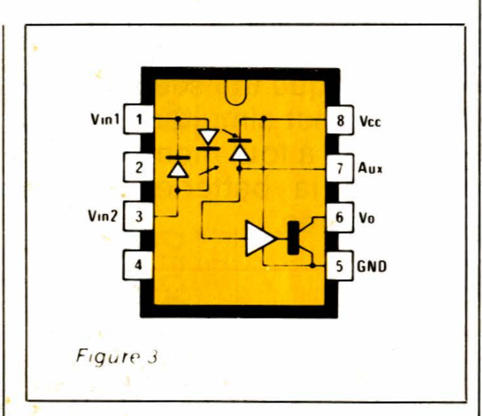


Figure 3

La valeur du courant à l'entrée alternative ne devant pas dépasser 25 mA nous l'avons fixée à environ 7 mA ce qui nous laisse une marge confortable. Le calcul de R totale est simple :

$$R_{totale} = \frac{V_{secteur} - V_{seuil\ diode}}{I} = \frac{220 - 2}{7.10^{-3}} = 31\ k\Omega$$

résistance que nous avons réalisée à l'aide de 4 résistances de 8,2 kΩ 1/2 watt.

Le transistor T_3 joue le rôle de tampon entre IC_3 et le circuit de visualisation constitué par L_6, R_7.

En cas de panne secteur T_3 est passant, L_6 est allumée et un niveau 1 est appliquée à l'anode de D_5.

L'inverseur double K_1 K_2 est un modèle miniature à 3 positions. Sur la position 1, le voltmètre batterie et le test secteur sont en service.

En position 2, la totalité du montage est hors service (position arrêt).

En position 3, seul le voltmètre batterie est en service avec bien sûr le circuit IC_2 qui avertit en cas de baisse anormale de la tension aux bornes de celle-ci.

Réalisation pratique

Les schémas du circuit imprimé et l'implantation des composants sont donnés aux **figures 4** et **5.**

Il faudra veiller, lors de l'insertion des composants, à respecter l'orientation des diodes Zener des LED, des circuits intégrés et des transistors sans oublier celle des 2 condensateurs chimiques.

Ne pas oublier non plus le strap qui passe sous R_{14}. La liaison avec les dominos sera effectuée en fil de cuivre rigide de 1,5 mm² ce qui permettra d'obtenir un serrage efficace.

Si le montage est destiné à être inséré dans un boîtier MMP comme l'auteur l'a fait, il conviendra de rogner au préalable les 4 angles du circuit imprimé pour faciliter son logement.

Pour amener les diodes LED au niveau du couvercle du boîtier, on pourra utiliser des vis et des écrous formant entretoise.

Le couvercle du boîtier sera alors percé pour laisser apparaître le sommet des 6 diodes LED. Attention

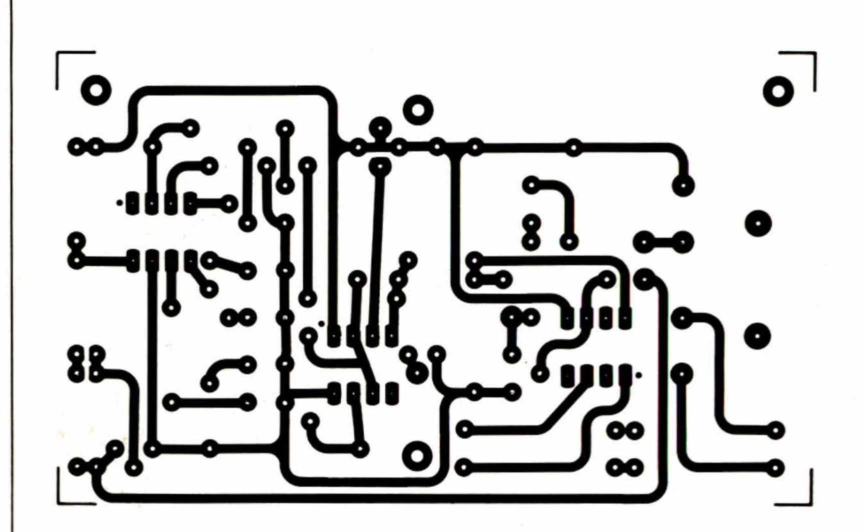


Figure 4

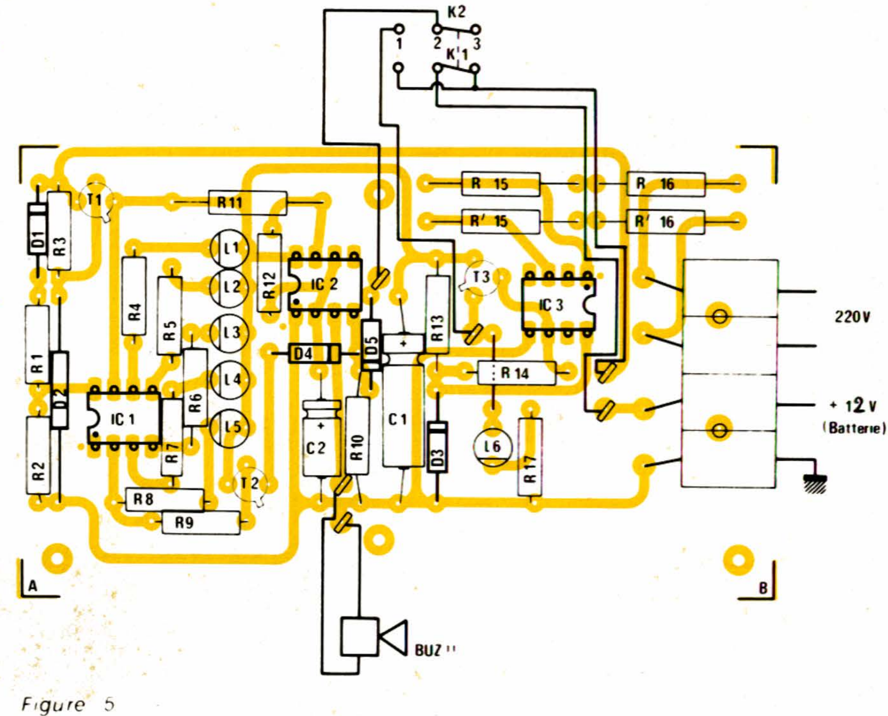
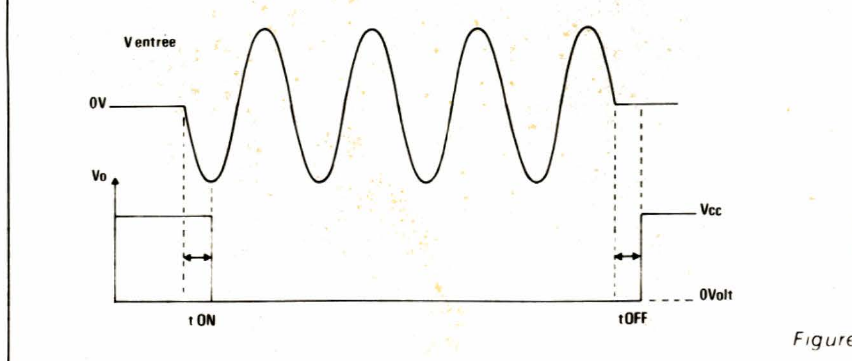


Figure 5



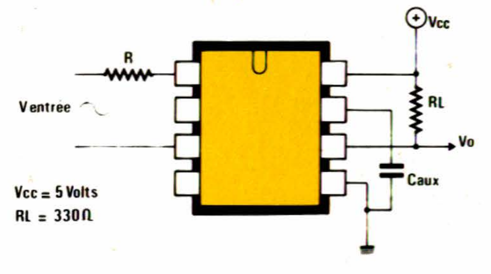
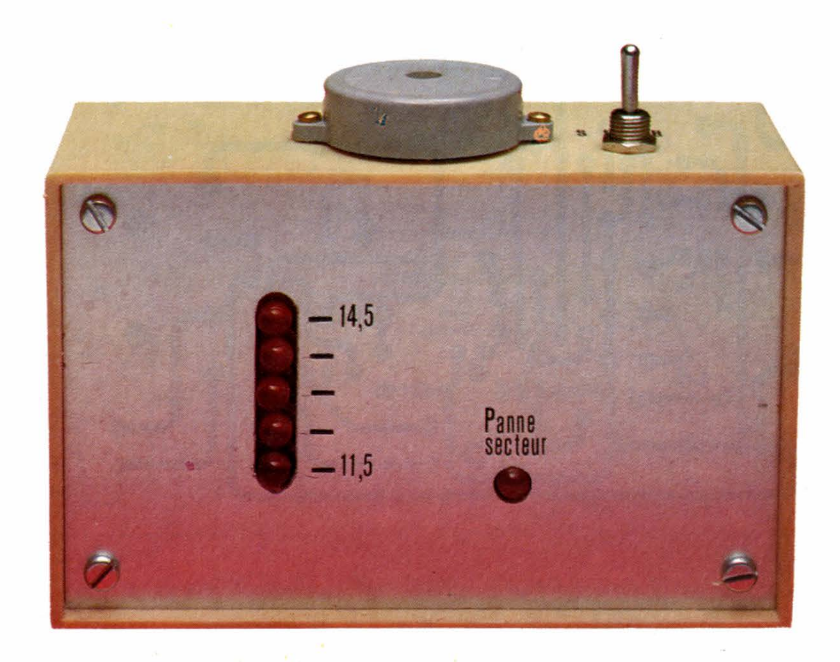


Figure 6



à l'alignement, de lui dépend l'esthétique du montage.

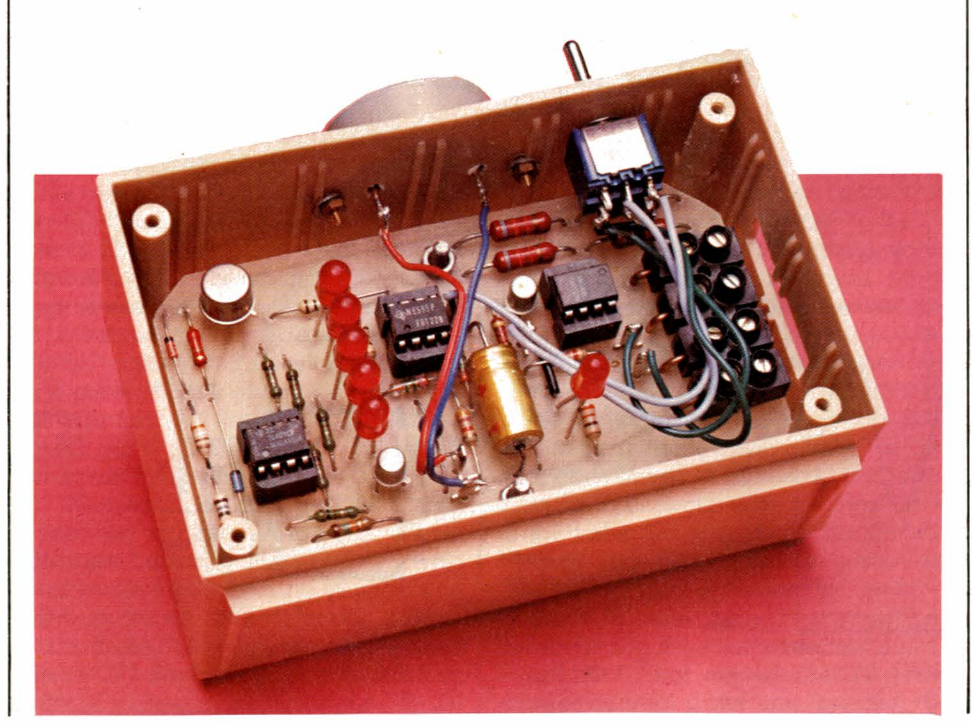
Le côté du boîtier face aux dominos sera percé pour permettre la liaison avec les fils batterie et secteur.

Le dessus du coffret supporte pour sa part l'inverseur double K_1 K_2 et le buzzer.

Le coffret pourra être agrémenté de lettres de transfert indiquant les fonctions de l'inverseur, le rôle de chaque entrée sur domino et la tension correspondant à chacune des LED 1 à 5.

Conclusion

Nous espérons que ce montage simple vous évitera de nombreux désagréments pendant vos prochaines vacances et que vous profiterez de celles-ci encore mieux que les années passées.



Nomenclature

Résistances

R_1 : 390 Ω, 1/4 W
R_2 : 180 Ω, 1/4 W
R_3 : 220 Ω, 1/4 W
R_4, R_5, R_6, R_7, R_8 : 1 kΩ, 1/4 W
R_9 : 15 kΩ, 1/4 W
R_{10}, R_{14} : 4,7 kΩ, 1/4 W
R_{11}, R_{12} : 1 MΩ, 1/4 W
R_{13} : 470 Ω, 1/4 W
R_{17} : 330 Ω, 1/4 W
R_{15}, R'_{15}, R_{16}, R'_{16} : 8,2 kΩ, 1/2 W

Condensateurs

C_1 : 100 µF, 16 V
C_2 : 4,7 µF, 25 V tantale

Diodes

D_1 : Zener 11 V, 400 mW
D_2 : Zener 10 V, 400 mW
D_3 : Zener 4,7 V, 400 mW
D_4, D_5 : diode 1N4148 ou équivalent

Transistors

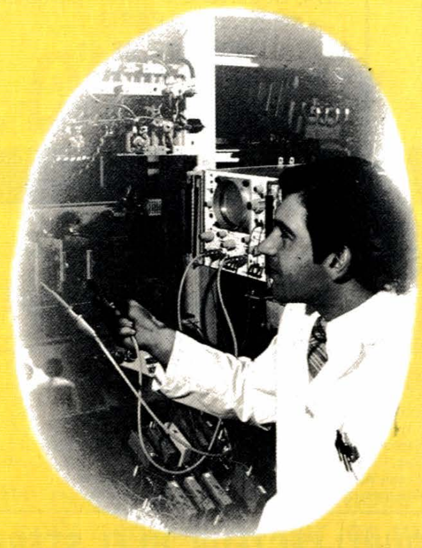
T_1 : 2N1711
T_2 : 2N2222
T_3 : 2N2222

Circuits imprimés

IC_1 : TL489CP Texas Inst.
IC_2 : NE555
IC_3 : MID400 G.I.

Divers

L_1 à L_6 : diodes LED rondes Ø 5 mm
1 inverseur double (2 circuits) 3 positions
4 dominos Ø 4 mm²
1 coffret MMP
1 buzzer SONITRON SM2B



Chez vous et à votre rythme

UNE SOLIDE FORMATION EN ELECTRONIQUE

Eurelec, c'est le premier centre d'enseignement de l'électronique par correspondance en Europe.
Présentés de façon concrète, vivante et fondée sur la pratique, ses cours vous permettent d'acquérir progressivement sans bouger de chez vous et au rythme que vous avez choisi, une solide formation de technicien électronicien.

Des cours conçus par des ingénieurs

L'ensemble du programme a été conçu et rédigé par des ingénieurs, des professeurs et des techniciens hautement qualifiés.
Un professeur vous suit, vous conseille, vous épaule, du début à la fin de votre cours. Vous pouvez bénéficier de son aide sur simple appel téléphonique.

Un abondant matériel de travaux pratiques

Les cours Eurelec n'apportent pas seulement des connaissances théoriques. Ils donnent aussi les moyens de devenir soi-même un praticien. Grâce au matériel fourni avec chaque groupe de cours, vous passerez progressivement des toutes premières expérimentations à la réalisation de matériel électronique tel que :
voltmètre,
oscilloscope,
générateur HF,
ampli-tuner stéréo,
téléviseurs, etc...
Vous disposerez ainsi, en fin de programme, d'un véritable laboratoire professionnel, réalisé par vous-même.

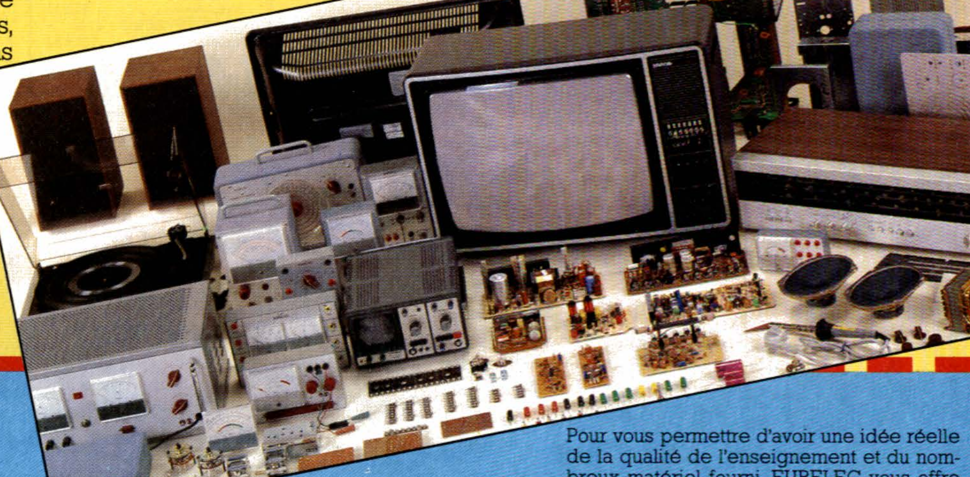
Une solide formation d'électronicien

Tel est en effet le niveau que vous aurez atteint en arrivant en fin de cours. Pour vous perfectionner encore, un **stage gratuit** d'une semaine vous est offert par Eurelec dans ses laboratoires. 2000 entreprises ont déjà confié la formation de leur personnel à Eurelec : une preuve supplémentaire de la qualité de ses cours.



institut privé d'enseignement à distance

21100 DIJON - FRANCE : Rue Fernand-Holweck - (80) 66.51.34
75012 PARIS : 57-61, bd de Picpus - (1) 347.19.82
13007 MARSEILLE : 104, bd de la Corderie
(91) 54.38.07



BON POUR UN EXAMEN GRATUIT

Pour vous permettre d'avoir une idée réelle de la qualité de l'enseignement et du nombreux matériel fourni, EURELEC vous offre de recevoir, CHEZ VOUS, gratuitement et sans engagement, le premier envoi du cours que vous désirez suivre (comprenant un ensemble de leçons théoriques et pratiques et le matériel correspondant. Il vous suffit de compléter ce bon et de le poster aujourd'hui même.

A retourner à EURELEC - Rue Fernand-Holweck - 21100 DIJON.
Je soussigné : Nom ____________ Prénom ____________
Adresse : ____________
Ville ____________ Code postal ____________
désire recevoir, pendant 15 jours et sans engagement de ma part, le premier envoi de leçons et matériel de :

- ☐ **ELECTRONIQUE FONDAMENTALE ET RADIO-COMMUNICATIONS**
- ☐ **ELECTROTECHNIQUE**
- ☐ **ELECTRONIQUE INDUSTRIELLE**
- ☐ **INITIATION A L'ELECTRONIQUE POUR DEBUTANTS**

09133

DATE ET SIGNATURE :
(Pour les enfants, signature des parents).

- Si cet envoi me convient, je le conserverai et vous m'enverre le solde du cours à raison d'un envoi en début de chaque mois, les modalités étant précisées dans le premier envoi gratuit.
- Si au contraire, je ne suis pas intéressé, je vous le renverrai dans son emballage d'origine et je ne vous devrai rien.

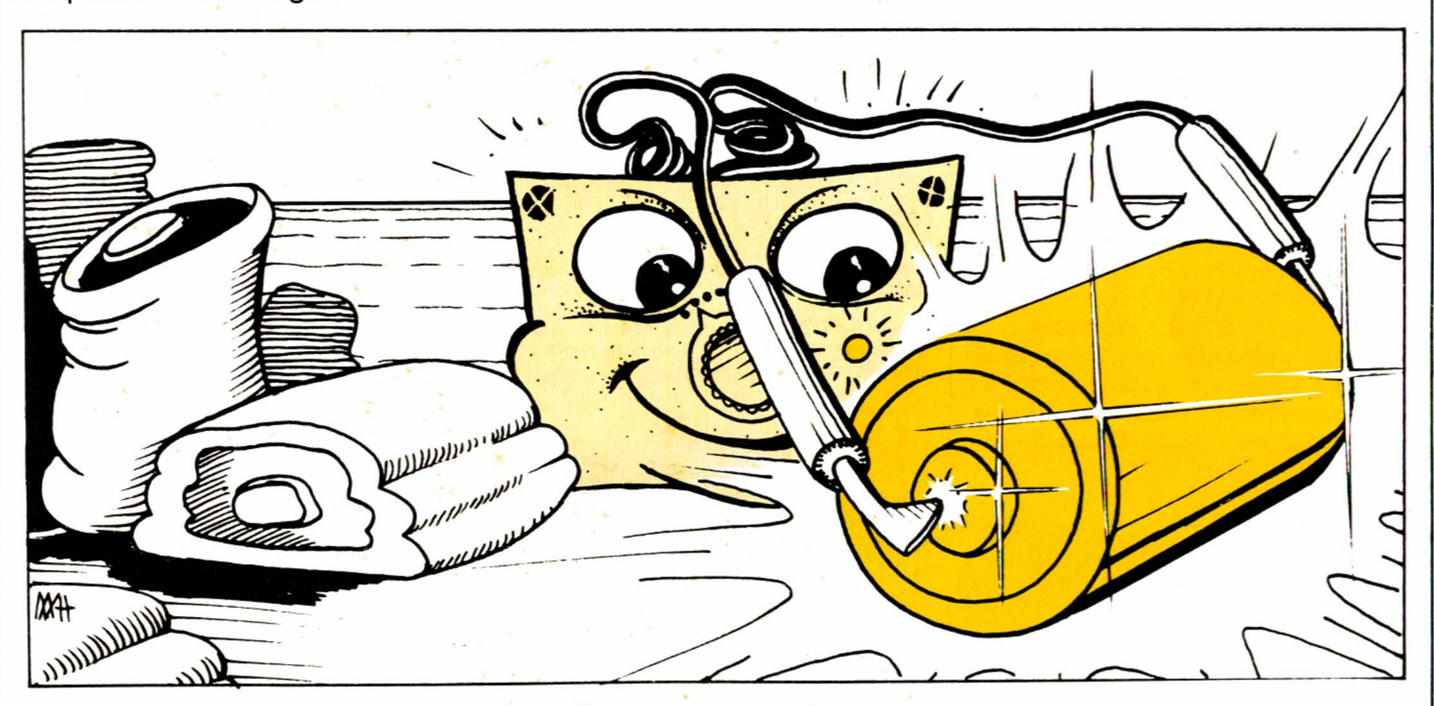
Je reste libre, par ailleurs, d'interrompre les envois sur simple demande écrite de ma part.

Chargeur pour accumulateurs nickel-cadmium



De nos jours, les montages électroniques qui fonctionnent sur piles sont très nombreux. Le coût occasionné par les remplacements successifs des piles, dont le prix a nettement augmenté ces dernières années, devient rapidement prohibitif. Dans un certain nombre de cas, on peut utiliser une alimentation secteur de tension équivalente à celle des piles. Quand il s'agit de jouets, le fil à la patte de ces alimentations secteur devient gênant voire dangereux pour les enfants. Il faut noter par ailleurs que l'utilisation en extérieur est impossible (le secteur ne suit pas) ! !

Ce sont ces diverses raisons qui nous ont conduit à envisager l'utilisation de batteries pour remplacer les piles. Un tel remplacement est très possible puisqu'on trouve dans le commerce des éléments d'accumulateur ayant les mêmes dimensions que les piles qu'ils remplacent avantageusement.



Il faut noter toutefois que les piles ont une tension nominale de 1,5 V alors que les accumulateurs alcalins ne font que 1,2 V. Cet écart est négligeable dans le cas où peu d'éléments sont nécessaires et pour des tensions plus importantes, il est compensé par l'augmentation du nombre d'éléments d'accumulateur pour arriver à la tension désirée.

Pour recharger ces accumulateurs, nous vous proposons un montage simple et très peu coûteux. Il vous permettra de recharger simultanément de 2 à 8 éléments de mêmes caractéristiques c'est-à-dire de même capacité.

Les accumulateurs cadmium-nickel

Les accumulateurs alcalins cadmium-nickel sont définis comme les batteries automobiles par leur capacité, exprimée en ampères-heures. Chaque élément a une tension nominale de 1,2 volt. Lors d'une recharge, il est conseillé de travailler avec un courant de charge égal au dizième de la valeur de la capacité de l'élément et ce, pendant une bonne dizaine d'heures voire même de 12 à 14 heures.

Les recharges rapides ne sont pas toujours possibles mais suivant le type d'élément peuvent être envisagées. Consulter le fabricant pour un tel fonctionnement.

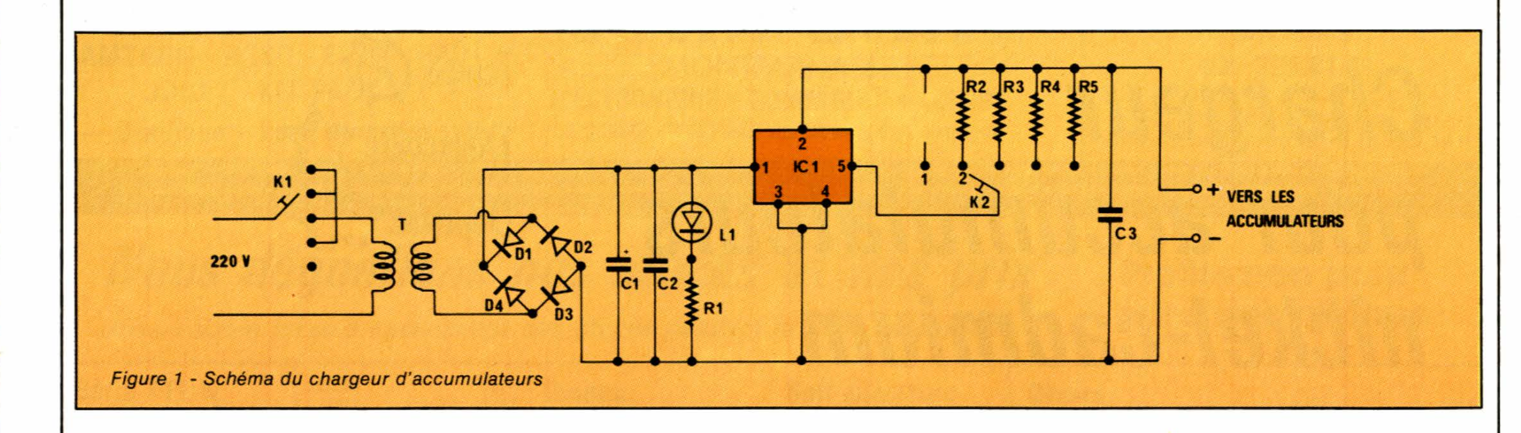


Figure 1 - Schéma du chargeur d'accumulateurs

Le chargeur d'accus cadmium-nickel

Le schéma du chargeur est donné à la **figure 1.** Le transformateur T abaisse la tension secteur à 12 volts. Cette tension est redressée par le pont de Graetz constitué par les 4 diodes D_1, D_2, D_3, D_4. Cette tension redressée est ensuite filtrée par les 2 condensateurs C_1 et C_2. La LED L_1 dont le courant est limité à environ 10 milliampères par R_1, a pour rôle d'indiquer que le montage est sous tension.

Le rôle de générateur de courant a été confié au circuit intégré IC_1 un L200 ou encore un TDA 0200 de chez Thomson. Pour obtenir un tel fonctionnement, rien de plus simple : une résistance disposée entre les pattes 2 et 5 suffit. Le courant disponible à la sortie patte 2 de IC_1 a pour valeur $I_0 = 0{,}45/R$. En donnant à R 4 valeurs différentes, on peut donc obtenir 4 valeurs pour le courant I_0. Ces quatre valeurs que l'on trouve dans le tableau de la **figure 2** correspondent aux courants de charge des accumulateurs remplaçant les piles rondes et les piles 9 V PM type R_6, R_{14} R_{20}, modèle à pression. Un troisième condensateur C_3 découple la sortie du montage et évite toute entrée en oscillation de IC_1.

Le commutateur K est un modèle 2 circuits 6 positions dont 5 seulement sont utilisées. L'un des circuits sélectionne la résistance limitant le débit de IC_1, l'autre section permet ou non la mise sous tension du montage.

Accus	Résistances	Courant I_0
R_{20}	R_2 : 1 Ω	450 mA
R_{14}	R_3 : 2,2 Ω	200 mA
R_6	R_4 : 10 Ω	45 mA
9VPM	R_5 : 47 Ω	10 mA

Figure 2 - Tableau donnant la valeur du courant de charge en fonction de la résistance disposée entre les pattes 2 et 5 de IC_1.

Réalisation pratique

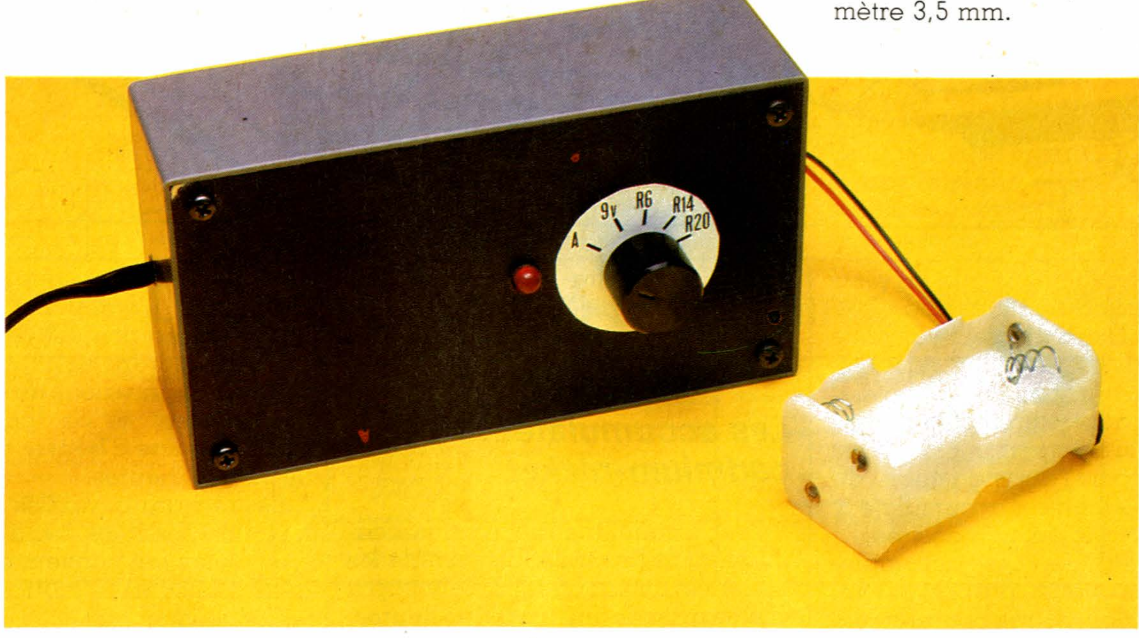
Le circuit imprimé rassemble tous les composants y compris te transformateur et le commutateur double. Ce circuit imprimé est donné à la **figure 3.** L'implantation des composants s'effectue conformément à la **figure 4.** On fera attention à l'orientation de la diode LED ainsi qu'à celle des 4 diodes D_1, D_2, D_3, D_4.

Compte tenu du faible débit de cette alimentation, il n'est pas nécessaire de munir le L200 d'un radiateur.

Si l'on souhaite modifier la valeur des courants de charge, il suffit de modifier l'une des résistances R_2 à R_5, celle-ci vérifiant la formule donnée dans le paragraphe précédent.

La mise en coffret

Nous avons inséré ce montage dans un coffret de marque Retex en plastique de dimensions 12,5 × 7 × 4 cm. Le circuit imprimé est fixé sur le fond du boîtier par 4 vis de diamètre 3,5 mm.



Réalisation

La sortie vers les accumulateurs s'effectuera par un coupleur analogue à celui des piles de 9 V modèle miniature à pression.

Le dessus du coffret sera percé pour permettre le passage de l'axe du commutateur et de la LED témoin de mise sous tension.

Figure 3 - Circuit imprimé échelle 1 ▼

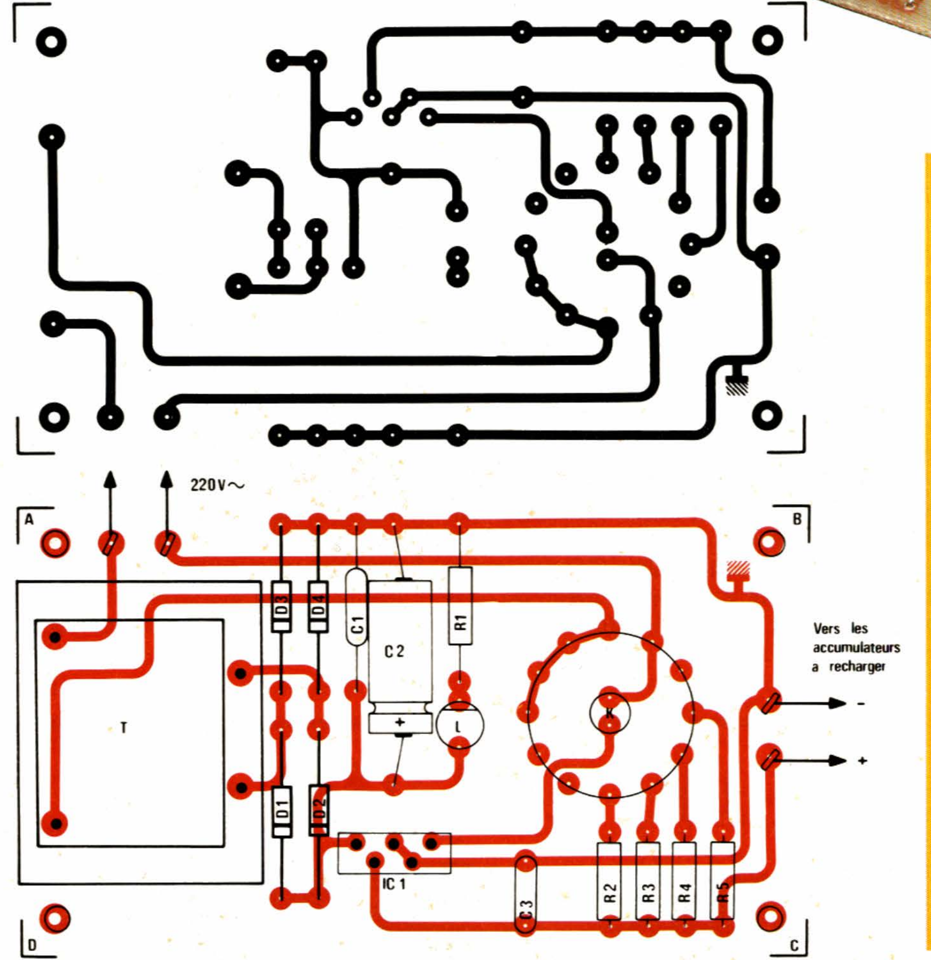


Figure 4 - Implantation des composants ▲

Nomenclature

Résistance

R_1 : 1,2 kΩ, 1/4 W
R_2 : 1 Ω, 1/4 W
R_3 : 2,2 Ω, 1/4 W
R_4 : 10 Ω, 1/4 W
R_5 : 47 Ω, 1/4 W

Condensateurs

C_1, C_3 : 0,1 µF
C_2 : 330 µF, 25 V

Semi-conducteurs

L_1 : LED rouge
IC_1 : L200 ou TDA 0200
D_1, D_2, D_3, D_4 : BA157 ou 1N4001

Divers

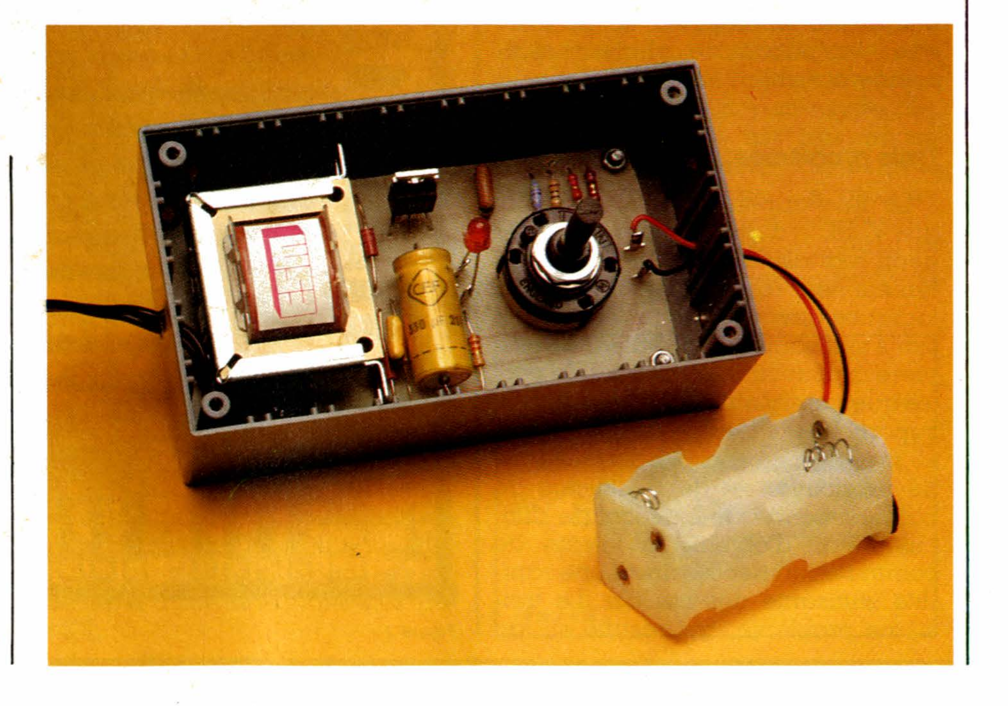
T transfo ESM 220 V 12 V 5 VA
K commutateur 2 c 6 p.
1 coffret Retex Polibox Réf. 5102 GA

Remarque

Il existe dans le commerce des coupleurs pour 2, 4 voire 6 piles rondes avec sortie sur un connecteur à pression identique à ceux des piles 9 V. C'est ce type de coupleur que nous vous recommandons d'utiliser car il est d'un emploi aisé.

Le plus faible courant obtenu est destiné aux accus modèle 9 VPM puis en suivant aux types R_6, R_{14} et R_{20}.

On ne peut charger qu'un accu 9 volt à la fois mais par contre plusieurs accus modèle 1,2 V montés en série à concurrence d'une tension de 9 ou 10 volts.



• Nouveautés composants •

Une nouvelle technologie issue des

Une nouvelle conception pour des « puces » à performances élevées

Il y a quelques années commençait pour les concepteurs de circuits intégrés l'ère de l'intégration à très grande échelle (« Very Large Scale Integration » ou VLSI). Cela signifie que 5 à 10 000 portes logiques peuvent être réalisées sur une puce de dimensions standard. Avec une telle densité d'intégration des composants élémentaires, une seule puce est capable de performances de calcul impressionnantes. Il faut en outre que l'exécution des opérations de calcul s'effectue à très grande vitesse. Cependant tout accroissement de la rapidité de commutation des portes entraîne une dissipation accrue de chaleur et l'échauffement de la puce peut être tel qu'elle ne fonctionnera plus de manière fiable.

J. Lohstroh, du Laboratoire de Recherches de Philips à Eindhoven, a conçu un circuit, dit « Integrated Schottky Logic » (ISL), qui permet, en utilisant les procédés de fabrication usuels, de réaliser des puces associant une haute densité d'intégration à une grande rapidité, et ce avec une dissipation de chaleur suffisamment faible.

Trois problèmes

Le développement de la technologie VLSI, n'a pu se faire qu'après avoir maîtrisé trois problèmes étroitement liés. Tout d'abord, les portes logiques devaient avoir des dimensions suffisamment réduites, de manière à pouvoir loger autant de portes que possible sur une puce dont la superficie ne devait pas dépasser 25 mm², en raison des rendements de fabrication et de l'existence de boîtiers standard. La seconde difficulté était d'obtenir la vitesse de commutation nécessaire à une rapidité suffisante des calculs. Le troisième problème, qui résulte en fait des deux précédents, était un problème thermique : l'accroissement du nombre de portes joint à une vitesse plus grande entraîne la dissipation d'une plus grande quantité d'énergie. Or, un fonctionnement fiable des circuits ne peut être garanti que si la température de la puce ne dépasse pas 150°C.

Compte tenu de la limitation de la superficie une puce de 5 000 portes doit avoir une densité d'intégration de 200 portes au mm². Avec cette densité, la dissipation d'énergie par porte ne doit pas dépasser 200 µW pour que la température reste inférieure à 150°C.

Pour que les deux conditions puissent être remplies, la porte logique doit être constituée d'un nombre aussi restreint que possible de composants. En outre, un choix doit être fait entre les deux technologies de base dont on dispose pour la fabrication des puces. La première est la technologie bipolaire, où les composants actifs sont des transistors bipolaires (dans lesquels le transport des charges est assuré à la fois par les porteurs minoritaires et majoritaires). La seconde est la technologie

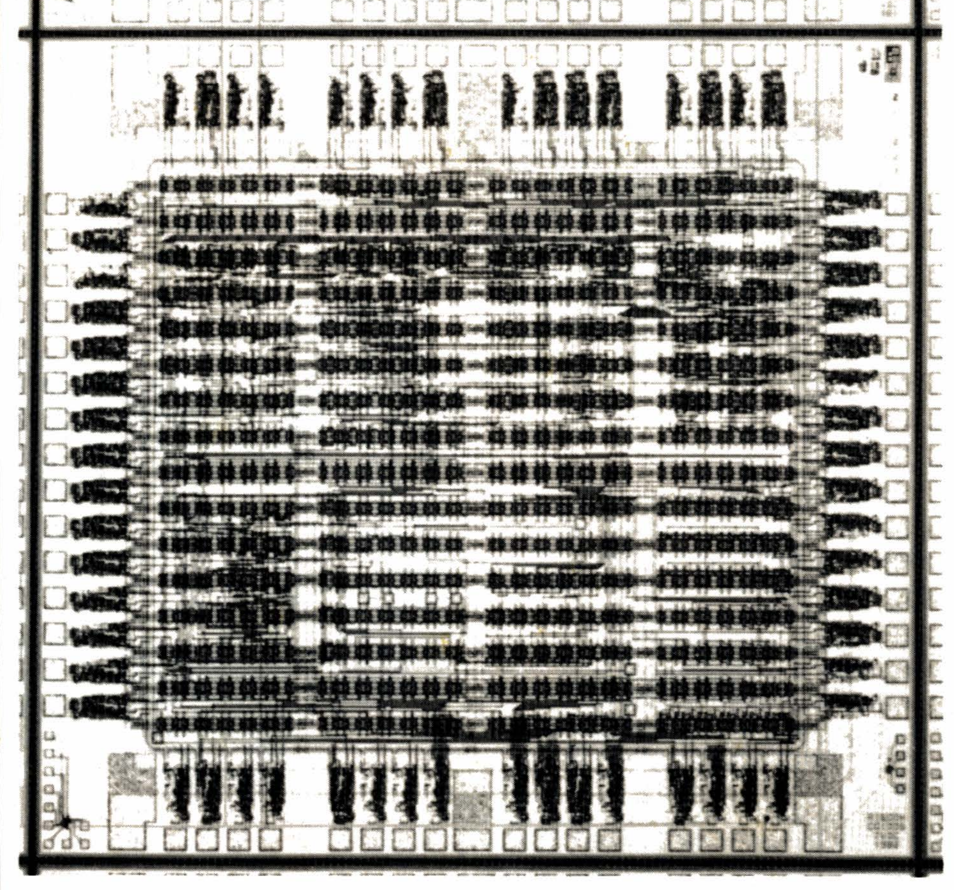


Figure 1 — Doc. Philips

• Nouveautés composants •

laboratoires de recherche Philips

MOS (MOS = Metal Oxide Semiconductor), où un seul type de porteur de charge joue un rôle dans les transistors. C'est avec la technologie bipolaire que l'on obtient en général les circuits électroniques les plus rapides, de sorte que les puces rapides sont pratiquement toujours bipolaires ; c'est aussi le cas du circuit ISL.

Excursion logique

Au début des années soixante-dix, Slob et Hart ont développé chez Philips le concept dit I^2L (Integrated Injection Logic), qui a permis la fabrication de puces numériques bipolaires à haute densité d'intégration et à faible dissipation de chaleur. Ce dernier résultat a été atteint en abaissant la tension d'alimentation et en réduisant ce qu'on appelle l'excursion logique, c'est-à-dire la différence de tension entre les deux états possible d'une porte, qui correspondent à « 0 » et à « 1 ». L'excursion logique des puces I^2L n'est que de 0,7 V, d'où une faible dissipation de chaleur. On ne dispose toutefois pas d'une liberté totale dans le choix de l'excursion logique pour les portes d'entrée et de sortie de la puce ; il existe à cet égard des normes internationales destinées à rendre possible l'interconnexion de puces de constructeurs différents. Une norme générale est celle dite TTL (TTL = Transistor - Transistor Logic) caractérisée par une tension d'alimentation de 5 V et une excursion logique de 3,5 V. Les puces dont l'excursion logique est plus faible doivent donc être adaptées à leur environnement par l'intermédiaire de tampons. Ce qui pouvait être encore amélioré pour les puces I^2L, c'était la rapidité, définie par le temps dont a besoin une porte pour traiter un signal reçu. Les puces I^2L les plus rapides, réalisées suivant un procédé standard par Signetics, filiale américaine de Philips, avaient un temps de propagation par porte de 15 nanosecondes. Les puces réalisées suivant la norme TTL montrent une rapidité trois fois plus haute, elles ont un temps de propagation par porte de 5 nanosecondes.

Lohstroh a réalisé des puces bipolaires en mettant en œuvre un concept qu'il a baptisé Integrated Schottky Logic (ISL), d'après les diodes Schottky (diodes métal-semiconducteur) qui sont employées dans le circuit. En utilisant un procédé standard, qui est également courant chez Signetics (des jonctions pn sont utilisées comme isolant entre les différentes portes), il a été possible de développer à Eindhoven des puces ISL, ayant un temps de propagation par porte de 2,7 ns, c'est-à-dire deux fois plus rapides que les puces TTL, et avec une densité d'intégration très élevée. En outre, l'excursion logique a été ramenée à 0,2 V et la tension d'alimentation à 1,5 V, de sorte que la dissipation de chaleur est faible.

Une très belle réussite de Signetics est le circuit « réseau de portes » développé à partir du concept ISL. On utilise comme sous-ensemble une puce comportant de nombreuses portes logiques, à laquelle on ajoute ultérieurement les connexions électriques nécessaires, suivant les spécifications du client. La **figure 1** est un exemple d'un tel réseau, qui pourra être utilisé dans divers circuits rapides pour ordinateurs, une fois les interconnexions réalisées.

Un procédé qui utilise des couches d'oxyde comme isolant est actuellement en développement dans une usine Philips française. Les bords des transistors sont isolés par de l'oxyde de silicium, au lieu de l'être par des jonctions pn bloquées : on quadruple ainsi la rapidité des puces ISL.

Détails techniques

La **figure 2** montre le schéma de principe de ce qu'on appelle une porte ET câblée, avec une seule entrée et une sortance de 4. Le circuit se compose d'une résistance d'alimentation, d'un transistor de commutation npn et de diodes Schottky comme diodes de sortie. Pour abréger le temps de coupure du transistor npn, un transistor pnp vertical évacue l'excédent du courant de base que le transistor npn reçoit de la résistance d'alimentation.

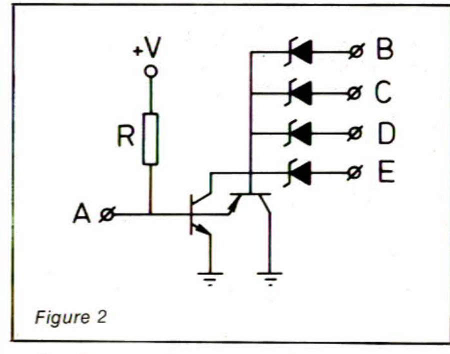


Figure 2

La **figure 3** représente une coupe de la structure du transistor avec les diodes Schottky suivant le tout récent procédé d'isolation par oxyde. La couche épitaxiale est très mince (1,2 µm) et les dimensions les plus petites sont de 3 µm. Ce procédé permet d'atteindre une densité d'intégration de 250 portes au mm² et un temps de propagation par porte de 0,7 ns.

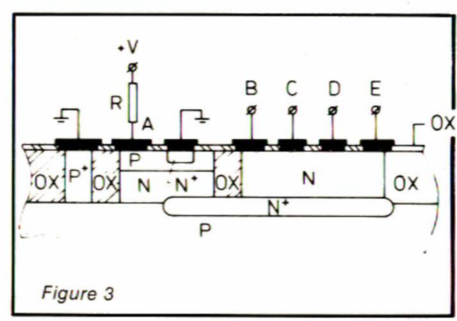


Figure 3

UN EVENEMENT EN MICRO-INFORMATIQUE:

MICRO SYSTEMES LANCE LE DISQUE NUMERIQUE

MICRO SYSTEMES
Ce disque fait partie intégrante de la revue et ne peut être vendu séparément
LOGICIEL 8 K-OCTETS
JEU DE BANQUE
DISQUE NUMÉRIQUE

MICRO-SYSTÈMES vous propose, encarté dans son numéro de mai (n° 31) un programme pour ordinateur, stocké sur disque souple 33 tours.
L'équivalent d'un listing de plus de 10 pages de programme.
Plus de 100.000 disques souples ont été pressés, testés, imprimés et seront inclus dans MICRO-SYSTÈMES sans supplément de prix.
Seul votre ordinateur est capable de comprendre les quelque 70000 informations BASIC qui forment "BANQUE" : un programme de jeu inédit conçu spécialement pour cette opération.

Le disque numérique : un événement, un numéro historique dans le développement de la micro-informatique.



Et aussi dans ce numéro de mai :
Le premier article d'une grande série : VEGAS 6809, un micro-ordinateur haut de gamme à réaliser soi-même.
Une étude assistée par "MICRO-SYSTÈMES".

Un numéro de MICRO-SYSTÈMES à ne pas manquer en vente chez tous les marchands de journaux

Un récepteur R/C 72 MHz à synthétiseur et double changement de fréquence

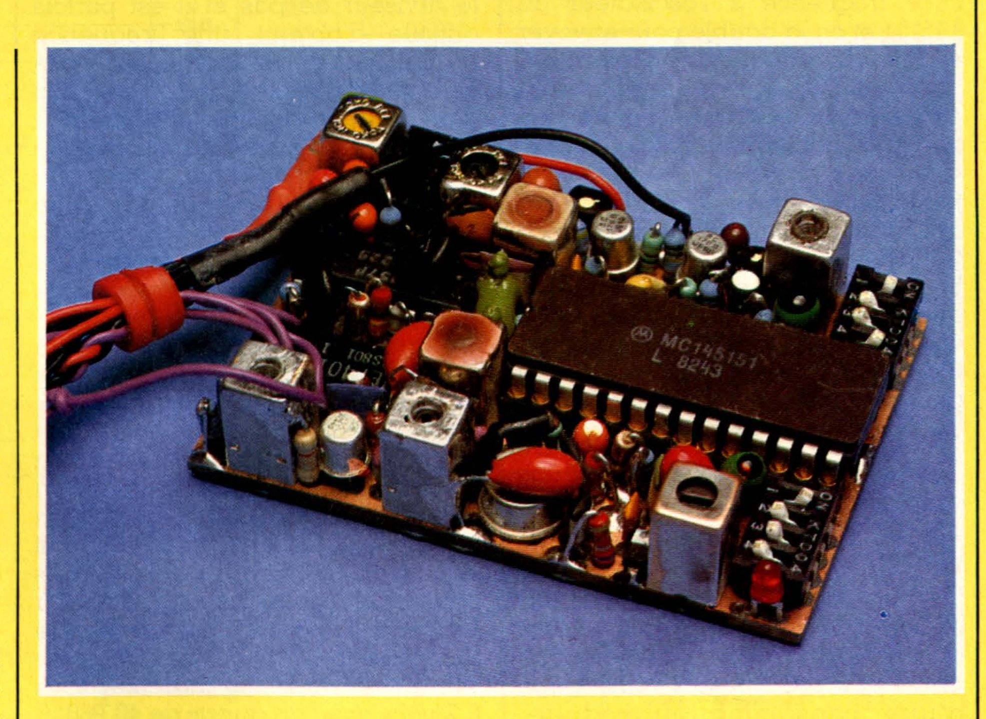


Cet article fait suite aux deux articles précédents (Radio-Plans de janvier et mars 1983), pour l'application à la radiocommande de la synthèse de fréquence : la lecture de ceux-ci est nécessaire pour la bonne compréhension de celui-là.

Il s'agit aujourd'hui de décrire le récepteur 72 MHz qui permet de choisir n'importe lequel des 101 canaux de la bande 72, espacés de 5 en 5 kHz de 72 000 à 72 500 kHz. En programmant le TX et le RX sur le même canal (par exemple 72385), on pourra fuir les fréquences encombrées par les modélistes qui peuplent les terrains dès que le soleil se montre.

Il s'agit aussi d'apporter une solution radicale au problème de la fréquence image que la plupart des récepteurs R/C réjectent fort mal, notamment en 72 MHz où les filtres HF ne sont pas assez sélectifs pour apprécier un écart de 910 kHz lorsque le battement hétérodyne est de 455 kHz, fréquence utilisée dans la quasi-totalité des récepteurs R/C ; dans ce domaine nous nous sommes largement inspirés de l'excellente réalisation de Mr. THOBOIS, le RX9, parue dans le numéro 1678 (mai 82) du Haut-Parleur : utilisant le double changement de fréquence pour réjecter à plus de 20 MHz la fréquence image de l'émission, le RX9 réclame toutefois l'achat d'un quartz (partiel 3) 61 MHz, à 10,7 MHz en dessous de la fréquence du quartz émission (par exemple il faudra 61425 si l'on émet 72125) ; malheureusement ce genre de quartz ne court pas les rues et coûte cher (pratiquement le même prix que le MC 145151, notre synthétiseur, qui va donc être équivalent à 101 de ces quartz ! ! !

Avec le MC 145151 et les deux quartz de 10240 et 20 480 kHz dont nous disposons depuis le début de ces articles, nous allons nous en tirer, en introduisant en plus quelques originalités, comme celle d'utiliser un premier changement de fréquence à 40 505 kHz...



Description du RX

La **figure 1** donne le schéma de principe : à l'entrée du RX, on trouve deux pots HF filtrant le 72 MHz ainsi qu'un ampli HF ; un circuit intégré SO42E reçoit cette fréquence et la mélange avec celle du VCO pour obtenir un battement à 40 505 kHz (premier changement de fréquence) ; c'est une autre partie du SO42E qui constitue l'oscillateur VCO (ou oscillateur piloté par une tension) dont la fréquence doit être telle qu'en la soustrayant de la fréquence d'émission, on obtienne 40 505 : pour le début de la bande, à 72 000, le VCO doit osciller sur 31 495 kHz, pour la fin de bande à 72 500, le VCO doit osciller à 31 995 kHz. C'est en programmant le synthétiseur que l'on parcourt de 5 en 5 kHz toute cette plage de manière à avoir toujours la différence

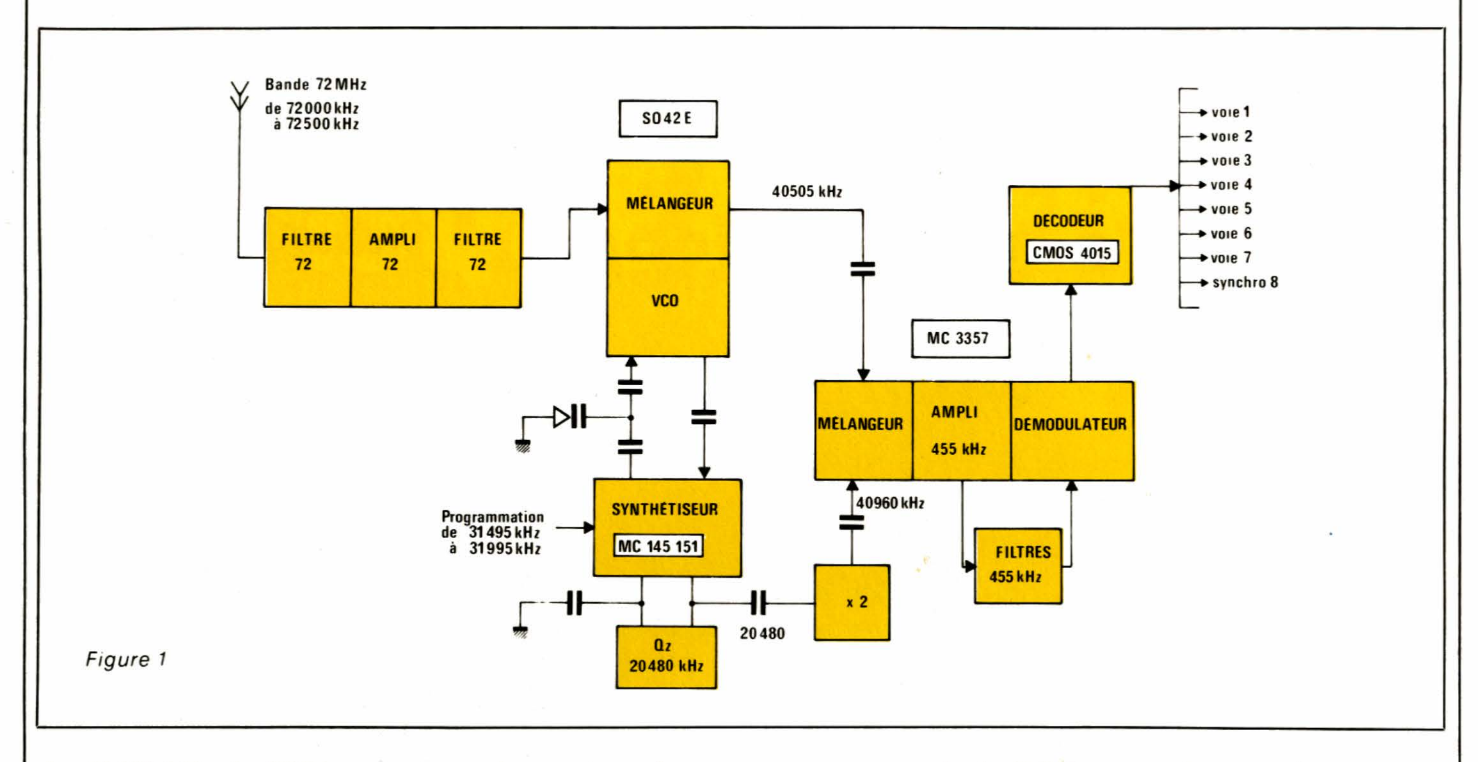


Figure 1

de 40 505 kHz, le VCO restant par définition asservi au synthétiseur ; le synthétiseur est lui-même piloté par un quartz de 20 480 kHz ; on prélève cette fréquence à l'oscillateur du 145151 et on la double pour envoyer 40 960 kHz dans l'étage mélangeur d'un MC 3357 qui reçoit déjà 40 505 kHz à son autre entrée ; on voit que le battement entre 40 960 et 40 505 donne 455 kHz, ce qui constitue le deuxième changement de fréquence ; cette moyenne fréquence (MF) est amplifiée, filtrée par pots et filtre céramique, envoyée au démodulateur FM ; puis le signal est envoyé à un CMOS 4015 qui est capable de décoder 8 voies, ou 7 voies plus le signal de synchronisation du codage de l'émission.

Il convient ici de fournir quelques éclaircissements pour expliquer un premier changement de fréquence à une valeur aussi peu usitée :

— le 145151 ne travaille pas au-dessus de 35 MHz sous une tension que nous voulions conserver aussi basse que possible (6,2 volts), gage d'une consommation réduite, compte tenu de l'emploi obligatoire d'un convertisseur pour que le synthétiseur et le VCO ne voient pas les appels de courant que produisent les servomoteurs. En outre une fréquence plus basse permet d'améliorer la stabilité du couple VCO - synthétiseur pour qu'il ne soit pas trop sensible aux effets microphoniques que l'on rencontre toujours dans ce type de montage. Enfin le fait d'avoir une fréquence élevée de 40 505 au premier changement permet de s'affranchir d'étages doubleur ou diviseur entre VCO et synthétiseur : ceux-ci, en effet, interviennent dans le diviseur de pas et il est parfois difficile d'obtenir une fréquence synthétiseur élevée avec un petit pas (voir article de janvier où l'emploi d'un étage quadrupleur en 72 MHz nécessitait l'utilisation d'un pas de 1,25 kHz) ; en 31 MHz, avec un quartz de 20 480, on aura un pas de 2,5 kHz et un diviseur N = 31 000/2, 5 = 12 400, bien inférieur à la limite des possibilités de comptage du 145151 (soit 16383) ;

— nous avions choisi d'utiliser un seul quartz pour assumer les deux changements de fréquence du RX, alors que dans un RX à double changement de fréquence, il y a normalement deux quartz (le RX9 en plus du quartz de 61 MHz emploie un quartz de 10 245 kHz) ; cela obligeait donc à choisir 1 quartz qui soit multiple d'une puissance de deux, à cause de la programmation binaire du synthétiseur. Mais l'oscillateur du 145151 refusant de marcher sous 6,2 volts avec un quartz de 40 960, il a fallu doubler la fréquence 20 480 ;

— enfin, il était possible d'utiliser 41 415 au lieu de 40 505 pour obtenir un battement de 455 kHz avec 40 960 : en effet, 40 505 est la fréquence image de 41 415 par rapport à 40 960 : nous savons qu'en l'absence de filtrage, un RX reçoit aussi bien sa fréquence normale que l'image de celle-ci par rapport à sa fréquence hétérodyne (ici 455 kHz) ; mais nous avons finalement retenu 40 505 pour plusieurs bonnes raisons, à savoir :

a) les risques d'intermodulation y sont moins grands car 40 505 est une fréquence attribuée à l'armée, relativement peu utilisée et peu puissante, alors que 41 415 correspond au canal 2 de retransmission TV où l'on réémet avec des amplis de quelque 100 kilowatts ! ! ! (région de Caen par exemple) : il faudrait un RX en boîtier métallique ou bien blinder les quelque deux centimètres de circuit qui serviraient à véhiculer le 41 415 pour ne pas avoir d'ennuis à proximité de telles émissions ; avec 40 505 nous avons fait des essais avec un émetteur R/C crachant 1 watt sur cette fréquence : le RX 72 reçoit bien le 40 505 en l'absence d'émission 72, mais dès que l'émission 72 sur laquelle il est programmé fonctionne sous quelques milliwatts, le signal 40 505 disparaît, quant au signal 41 415 émis dans les mêmes conditions par l'émetteur 1 watt programmé cette fois sur 41 415, il est bien filtré par le pot TR_3 accordé sur 40 505 à la sortie du SO42E ;

b) si l'on a le courage de refaire les calculs de la programmation, on s'apercevra que 72 000 − 41 415 = 30 585 ; donc N = 30 585/2,5 = 12 234 ; les broches 22, 25, 24, 20 devront être manipulées par des contacteurs DIL car vers 72 135 kHz la broche de poids 2^{12} passe de 0 à 1.

Pour programmer tous les canaux de la bande 72, il faudrait implanter 12 commutateurs DIL sur le circuit

imprimé lorsque l'on veut obtenir le battement 41 415, alors que pour le battement 40 505, 7 commutateurs DIL seulement sont nécessaires (le 8e ne servant qu'à éteindre la LED de signalisation du verrouillage VCO). Ayant toujours pour objectif de réaliser un récepteur aussi peu encombrant que possible, nous avons donc choisi 40 505, ce qui économise la place de 5 commutateurs DIL.

Schéma pratique du RX

La **figure 2** donne le schéma pratique et complet du RX 72.

On voit que nous conservons dans les grandes lignes les mêmes 3 parties que celles décrites dans nos articles précédents :

— le convertisseur donnant 6,2 volts au synthétiseur et 4 V au SO42E : c'est exactement le même que celui décrit en avril pour le RX 41 : nous ne reviendrons ni sur son fonctionnement ni sur ses réglages ;

— le couple VCO synthétiseur est différent des montages précédents puisque, pour gagner de la place, nous faisons assumer au SO42E les deux fonctions d'oscillateur VCO et de mélangeur HF ; nous avons conduit de très nombreux essais

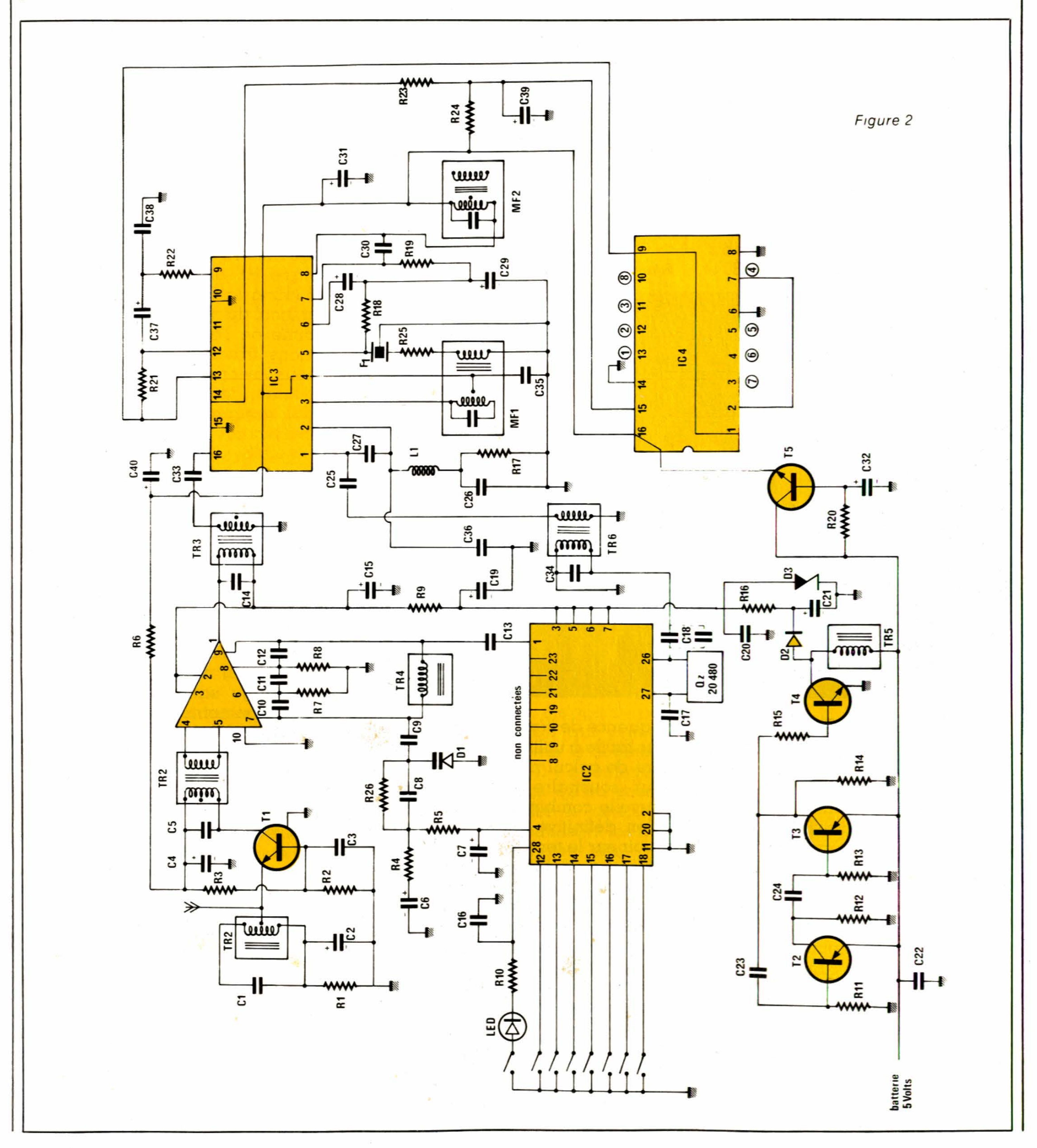


Figure 2

pour arriver à un résultat satisfaisant notamment sur le verrouillage VCO : la difficulté provient de ce que le SO42 comporte un oscillateur constitué de deux transistors montés symétriquement ; symétrie qu'il faut respecter lorsque l'on pilote l'oscillateur avec la diode Varicap BB105 ; une oscillation obtenue par des capacités et une inductance variable de faible valeur TR_4 permet d'ajuster le verrouillage pour qu'il soit valable sur les 500 kHz de largeur de bande 72 et même au-delà. La transconductance du SO42 a dû être améliorée par les deux résistances R_7 et R_8, de manière que le VCO fonctionne bien sans être perturbé par la HF venant des étages d'entrée 72 MHz, via le mélangeur, symétrique aussi, interne au SO42.

Nous ne revenons pas non plus sur la programmation : plutôt que de fournir de longs développements, disons qu'avec le quartz de 20 480 et le pas de 2,5 kHz (broches 5, 6 et 7 du 145151 à 1), nous obtenons les positions des commutateurs DIL définies dans le tableau indicateur représenté **figure 3.** Comme il y a 101 combinaisons à y faire figurer et que l'indicateur doit être par commodité collé sur la face interne du couvercle de boîtier de RX, nous avons choisi de réduire le nombre de colonnes en ne plaçant dans celles-ci que les trois premiers commutateurs du groupe de 4 commutateurs placés à gauche du 145151, la valeur du 4ᵉ commutateur étant donnée dans les lignes où figurent les valeurs des 3 commutateurs actifs placés à droite du 145151 (le dernier commutateur de droite servant comme d'habitude à éteindre 1 LED après vérification du verrouillage, ceci pour diminuer le courant fourni par le convertisseur). On voit également que l'indicateur est directement gradué suivant la fréquence de l'émission, car cela est plus facile à utiliser, qu'il n'y a pas à faire de calcul mental sur le terrain pour soustraire 40 505 à chaque nouvelle combinaison d'émission et qu'en définitive, il importe peu de savoir sur le terrain que le VCO travaille en 31 495 kHz, lorsque l'on veut établir une liaison TX RX cohérente en 72 000 kHz ; cette façon d'indiquer est d'ailleurs tout aussi valable pour ce qui concerne notre RX 41 MHz publié en avril et où nous donnions pour l'indicateur un calcul mental à opérer (soustraction de 455) ;

001	010	011	100	101	110	111	⊕
	025	105	185	265	345	425	0000
	030	110	190	270	350	430	0001
	035	115	195	275	355	435	0010
	040	120	200	280	360	440	0011
	045	125	205	285	365	445	0100
	050	130	210	290	370	450	0101
	055	135	215	295	375	455	0110
	060	140	220	300	380	460	0111
	065	145	225	305	385	465	1000
	070	150	230	310	390	470	1001
	075	155	235	315	395	475	1010
000	080	160	240	320	400	480	1011
005	085	165	245	325	405	485	1100
010	090	170	250	330	410	490	1101
015	095	175	255	335	415	495	1110
020	100	180	260	340	420	500	1111

Figure 3 - Indicateur synthétique RX72.

— le récepteur proprement dit est bâti autour du MC 3357 déjà décrit ; à la broche 1 de cet IC_3, nous avons laissé les différents composants L_1, C_{26}, R_{17} assurant l'oscillation avec un quartz éventuel : en effet, si l'on n'a pas de quartz 20 480, mais seulement un quartz 10 240 pour le synthé, on n'arrivera pas avec notre montage sans composant actif à quadrupler le 10 240 pour obtenir le 40 960 aux broches 1 et 2 de l'oscillateur du 3357 : en revanche, il faudra un quartz 40 960, partiel 3, de la bande allemande 40 MHz R/C, que l'on placera entre la broche 1 du 3357 et la masse, c'est-à-dire à l'emplacement précis du bobinage secondaire du pot TR_6 que l'on supprimera ainsi que les capacités C_{18}, C_{34} et C_{25}, cette dernière étant remplacée par un strap.

Le montage et le fonctionnement du RX sont les mêmes que pour le 41 MHz : nous ne reviendrons donc pas dessus, sauf pour dire qu'ici le travail se fait en infradyne, c'est-à-dire que nous travaillons avec une fréquence HF 40 505 kHz arrivant à l'entrée HF du 3357, inférieure de 455 kHz à la fréquence de l'oscillateur local du même IC qui est 40 960 comme on l'a vu : alors que nous aurions travaillé en supradyne si nous avions choisi 41 415 supérieur de 455 kHz à cette même fréquence d'oscillateur local ; en infradyne nous constatons que pour un même réglage de l'émetteur, le signal FM démodulé recueilli au point commun à C_{38}, R_{22}, C_{37}, est inversé par rapport à la même qualité de signal que l'on aurait obtenu en supradyne ; suivant cette constatation nous attaquerons le décodeur CMOS 4015 en utilisant pour ce qui nous concerne le montage sans transistor inverseur ; néanmoins pour les modélistes ayant un codeur d'émission donnant des impulsions positives à la varicap de l'oscillateur de l'émetteur, nous avons conservé sur le circuit imprimé la possibilité de placer le dit transistor inverseur entre le 3357 et le 4015 (voir **figure 6,** implantation des composants où le transistor et les trois résistances nécessaires sont fictivement positionnées et se reporter au numéro d'avril où les deux montages sont schématisés et expliqués).

Pots et filtre céramique : réalisation pratique

Nous jugeons utile de faire un paragraphe spécial sur ce sujet très important et souvent très méconnu :

malgré leur aspect solide, boîtier métallique, leur forme standard, les pots sont des objets fragiles, souvent très vulnérables aux agrégats d'huile ou d'humidité que les modélistes peu soigneux laissent pénétrer insidieusement dans les récepteurs, notamment par le bloc connecteur si cher aux constructeurs et si souvent manipulé par les modélistes avec des doigts humides d'huile de ricin ou du méthanol des moteurs thermiques... Bref les pots sont conçus pour donner des accords sur une plage de fréquence qui leur est spécifique, fréquence qui dépend du coefficient de qualité du noyau et de la coupelle ferrite, du nombre de spires bobinées sur le mandrin plastique, et de la capacité placée aux bornes de l'enroulement primaire dit bobinage d'accord.

On a la formule :

$$L\,(\mu H) \times C\,(pF) = \frac{10^6}{4 \cdot \Pi^2 \cdot f^2\,(MHz)}$$

A haute fréquence L × C est petit : par exemple, 1 microhenry et 15 pF pour un accord sur 41 093 kHz ; une goutte d'huile ou une oxydation entre les bornes du bobinage d'accord représenterait une capacité parasite de 0,2 pF et reporterait l'accord sur la fréquence 40 822 kHz pour un même réglage du noyau du pot : on voit le désastre que cela représente sur l'alignement du RX lorsque l'on sait qu'à 100 kHz du bon alignement un filtre céramique provoque un affaiblissement considérable du signal (division par 10 ou par 20 suivant la sélectivité du RX).

Toutes ces réflexions sont destinées à montrer que sur les pots que nous allons devoir bobiner (2 au minimum), il va falloir faire du travail soigné et que pour les capacités d'accord, il faudra sélectionner des petites capas précises et à coefficient de température nul ou presque (le sommet de ces petites capacités céramique est généralement recouvert de peinture noire).

La **figure 4** donne les caractéristiques des pots et filtres employables (vues de dessus).

1) TR_1 est le premier pot HF identique à celui du RX_9 Thobois ; c'est un pot NEOSID 7FS1, noyau et coupelle peints en vert ; le plot 1 est relié au haut du bobinage, le plot 2 au bas du bobinage, le plot 3 est relié à une prise pratiquée à un tour du bas : on prend donc un fil émail soie de 30/100 dont on soude une extrémité à 2, on fait une spire bien appliquée au bas du mandrin et on décape pour souder le bout de cette spire à 3, puis on repart de 3 et on fait 6 spires jointives bien appliquées entre elles et à la première, on soude l'extrémité à 1 ; on a donc en tout 7 tours, deux plots ou broches ne sont pas connectés, il n'y a pas de bobinage secondaire. On colle les spires au mandrin avec de la cire HF, on met la coupelle que l'on colle sur le mandrin avec la même cire, puis on remet le tout enfoncé au maximum dans le blindage ; on vérifie à l'ohmètre que les plots 1, 2 et 3 sont bien reliés entre eux, que les soudures sont bonnes et qu'il n'y a aucun court-circuit entre le bobinage et le blindage ; le plot est bon pour le service et cela n'a pris que 15 minutes.

2) TR_2 est également un pot NEOSID identique au précédent ; entre 1 et 2 on bobine 7 spires jointives de même fil émail soie de 30/100 ; au milieu de ces 7 spires on bobine deux spires de même fil reliées aux plots 3 et 4 : on procède aux mêmes vérifications en s'assurant cette fois qu'il n'y a pas de court-circuit entre les deux bobinages primaire et secondaire ; si l'on dispose d'un inductancemètre tel que le TFX_3 décrit par Mr. THOBOIS, on pourra vérifier que pour TR_1 et TR_2, on a environ 0,4 microhenry pour un vissage du noyau à moitié ; si l'on a la « flemme » de bobiner, on peut employer seulement pour TR_2 un pot tout fait TOKO 113CN2K781DZ ou un TOKO 1420 de caractéristique inductive très voisine de TR_2 : il faudra alors employer pour C_5 une valeur de 15 pF.

3) Pour TR_3 et TR_6, il s'agit de pots TOKO 113CN2K509DZ qui présentent l'originalité d'avoir le bobinage d'accord du côté où il y a seulement deux broches tandis qu'au secondaire on peut régler le couplage avec le primaire en utilisant les trois combinaisons possibles des broches 3, 4 et 5. Le 509 est remplaçable par un TOKO 113CN2K159DZ qui a sensiblement les mêmes caractéristiques inductives au bobinage d'accord : mais ce bobinage d'accord est situé du côté des 3 plots, la broche centrale n'étant d'ailleurs pas connectée ; du côté des 2 plots, on a le bobinage de couplage dont la caractéristique est la même que celle que l'on obtient en employant les plots 3 et 5 du 509 ; pour monter le 159 sur le circuit au lieu du 509, on coupera la broche centrale et tournera le pot de telle manière que le côté 3 broches soit aux bornes des capacités d'accord, côté où il n'y a que deux trous percés dans le circuit imprimé.

4) TR_4 est un pot NEOSID 7FS2, coupelle et noyau orange dont l'inductance est réglable entre 1,7 et 2 µA ; on bobinera entre les plots 1 et 2, 13 spires de fil émail 15/100, en prenant les mêmes précautions que tout à l'heure pour la juxtaposition des spires, les soudures, le collage, les court-circuits.

5) TR_5 a déjà été longuement décrit avec le convertisseur : mentionnons seulement qu'avec 200 tours de fil émaillé sur le pot 7FS2, noyau et coupelle orange, on obtient une valeur allant de 300 à 500 microhenrys, qu'on peut ajuster pour avoir le minimum de consommation du convertisseur ; attention au bobinage qui, cette fois, est à cheval entre la ligne des trois plots et celle des deux plots ; si on a encore la paresse de bobiner, on pourra prendre un pot MF appelé ici MF3 TOKO 4101 A (large coupelle blanche) : en effet, on achète normalement les pots MF par jeu de trois, un jaune, un blanc et un noir dont la combinaison permet le filtrage de plus en plus affiné sur la MF 455 kHz ; puisque nous allons utiliser le noir et le jaune pour les pots MF 1 et MF 2 à implanter sur le circuit, le pot blanc reste disponible : la capacité interne de 100 pF qu'il possède entre les plots 1 et 3 ne gêne pas l'application que nous allons en faire ; la grosseur du fil est suffisante pour le débit que l'on va demander au convertisseur ; le bobinage secondaire du pot sera inutilisé et sur le circuit imprimé les trous correspondant ne sont pas raccordés ; il faudra néanmoins démonter le pot en poussant sur le noyau (fragile) et au besoin en chauffant au fer à souder le blindage pour le décoller du plastique ; on coupera la broche centrale de la ligne de trois broches le plus court possible sans, bien sûr, interrompre le bobinage qui y est soudé et on replacera le blindage à 90° de la position normale, pour que l'ensemble rentre normalement dans les trous prévus sur le circuit imprimé. Noyau blanc vissé à fond, on obtient une inductance de 900 microhenrys ce qui est très bon pour le convertisseur.

6) Pour MF_2 et MF_1, rien à signaler sinon qu'il faut respecter la couleur pour obtenir la meilleure sélectivité du RX ; un rapide calcul en em-

ployant la formule citée plus haut montre aussi que pour ces pots où on recherche l'accord sur 455 kHz, L × C doit être égal à 55 670 : donc avec une capacité de 100 pF, l'accord sera obtenu avec environ 556 microhenrys ; **une patte du boîtier de MF_1 doit être coupée.**

Remarquons également que le secondaire de MF_2 n'est pas employé car MF_2 joue le rôle de discriminateur pour le démodulateur à coïncidence FM contenue dans le 3357. La marque MURATA fabrique depuis peu un discriminateur céramique **spécialement construit pour s'adapter au 3357** et qui devrait donner des résultats bien meilleurs que le pot MF_2 en occupant un volume deux fois moindre ; le schéma du montage est donné **figure 4** ; il est possible de trouver ce fameux discriminateur CDB 455 C7 chez un réparateur de radio cibiste où le 3357 est très employé, le 3357 comme son frère jumeau le 3359 (avec deux pattes de plus) ont en effet été conçus par MOTOROLA pour la C.B.

Venons en au filtre céramique : la maison MURATA a aimablement mis à notre disposition un jeu de filtres céramique, les plus sélectifs et les plus petits possible ; nous avons essayé successivement le CFW 455 HT, le CFW 455 IT, le CFX 455 J (boîtier métallique) qui ont tous des cotes identiques (11 × 7 mm) et tous également des impédances d'entrée et de sortie égales à 2 kiloohms ; les schémas de brochage se trouvent à la **figure 4** : nous trouvons les caractéristiques et performances dans le tableau suivant, où les affaiblissements sont donnés par rapport à la fréquence centrale 455 kHz.

Les deux derniers filtres mentionnés ont été décrits dans notre récepteur 41 MHz et nous donnons ici leurs caractéristiques pour les comparer à celles des filtres que Murata Paris a fait venir spécialement du Japon pour nos essais ; si l'on veut travailler en sécurité à 5 kHz d'un autre émetteur R/C, il est certain que le CFX 455 J est de loin le plus sélectif et le meilleur, malgré sa perte d'insertion nettement supérieure qui ne pose en réalité pas de problème compte tenu des amplificateurs à gain très grand contenus dans le 3357. Le CFW 455 HT se trouve couramment en France mais il est un peu moins sélectif que le CFW 455 IT plus difficile à approvisionner ; avec l'un et l'autre on peut travailler sans risque à 10 kHz d'écart d'une autre émission de même puissance : c'est pourquoi nous avons choisi d'implanter un de ces deux là sur le RX 72 ; car, après tout, il faut rester cohérent avec ce qui se passe sur un terrain : vous ne serez pas gêné avec votre RX supersélectif par le voisin à 5 kHz de vous, mais c'est vous qui vraisemblablement l'enverrez au tapis, comme en fait vous disposez du synthétiseur, vous avez toujours la possibilité de vous éloigner loin de toutes les fréquences en service à un moment donné, et de laisser la paix à vos voisins qui ne manqueront pas, la jalousie aidant, de vous imputer tous les brouillages pirate qui auront lieu...

Quant à votre RX 41 MHz, si vous l'avez déjà construit avec son synthétiseur, vous pouvez facilement y implanter un CFW 455 à la place du SFZ 455 et de sa capacité liant les deux éléments du filtre. Enfin pour terminer ce chapitre, signalons qu'il vous suffit de posséder un oscilloscope et un émetteur à synthétiseur pour vous placer aussi près que vous voulez d'une liaison TX RX en cours de fonctionnement et mesurer ainsi la sélectivité du RX qui vous sert habituellement : vous saurez très précisément à quelle distance d'émission vous ne serez pas gêné par un autre émetteur, ce qui vous permettra de vérifier la publicité ou même les silences qui concernent ce sujet délicat.

Réalisation pratique

Puisque nous avons déjà bobiné les pots, une bonne partie du travail fastidieux est fait ; les composants sont implantés sur du circuit époxy double face dont le recto ne sert en fait que de plan de masse, son tracé est donné **figure 5.** Tous les trous laissant passer les broches non à la masse des composants sont taraudés en laissant une pastille non cuivrée d'au moins deux millimètres de diamètre ; on crée une liaison masse recto masse verso à tous les endroits signalés par un x sur la **figure 6** montrant l'implantation des composants. Il s'agit d'époxy épais de 15/10 mm de manière à conserver une bonne rigidité, à pouvoir creuser d'environ 1 mm l'emplacement de la capacité C_{30} placé sous IC_3, et faire des saignées de 2 mm de large dans le cuivre du recto pour placer deux straps sous IC_4 et un strap sous KTD04 vers la LED ; le strap entre la broche 28 de IC_2 et R_{10} est exécuté en fil souple isolé ; puis on place le support de IC_2 qui doit être de la meilleure qualité avec des broches très rigides et très pinçantes ; on aura supprimé auparavant tout le plastique inutile assurant la liaison entre les deux rangées de broches, car nous avons à placer sous IC_1 le quartz et les capacités qui règlent sa fréquence d'oscillation. Après ce déblayage mécanique, on implante le convertisseur et on l'essaie pour vérifier qu'il donne bien 6,2 volts et non pas les 35 volts normalement disponibles en aval de R_{16} lorsque la Zener n'est pas en place et qu'il n'y a aucune charge en aval ; on règle le

Filtre	Bande dans laquelle on a une atténuation de – 6 dB au-dessous du niveau minimum de la perte d'insertion (en kHz)	Atténuation de N dB d'écart par rapport à 455 kHz	Perte d'insertion (décibels)
CFW 455 HT	3 kHz de part et d'autre de 455 kHz	N = 50 dB pour ± 9 kHz N = 60 dB pour ± 100 kHz	6 dB max
CFW 455 IT	2 kHz de part de d'autre de 455 kHz	N = 50 dB pour ± 7,5 kHz N = 60 dB pour ± 100 kHz	6 dB max
CFX 455 J	1,5 kHz de part et d'autre de 455 kHz	N = 70 dB pour ± 4,5 kHz N = 70 dB pour ± 100 kHz	8 dB max
CFU 455 IT	2 kHz de part et d'autre de 455 kHz	N = 40 dB pour ± 7,5 kHz N = 35 dB pour ± 100 kHz	6 dB max
SFZ 455 A	3 dB d'atténuation pour 5 kHz de part et d'autre de 455 kHz	N = 23 dB pour ± 9 kHz N = 30 dB pour ± 100 kHz	6 dB max

TR1 NEOSID 7FS1 à bobiner (noyau et coupelle verts)
NC 1 NC 3 2
entre 1 et 2,7 tours de 30/100 (prise à 1 tour de 2, vers 3)
NC = non connecté

TR2 NEOSID 7FS1 à bobiner (noyau et coupelle verts)
4 1 NC 3 2
entre 1 et 2, 7 tours de 30/100
entre 3 et 4, 2 tours de 30/100

ou

TR2 TOKO 113CN2K781 DZ
TOKO 1420 tout bobiné
4 1 NC 3 2
bobine secondaire
bobine d'accord 0,3 à 0,9 μH
(mettre C5 = 15 pF au lieu de 12 pF)

TR3 TR6 TOKO 113CN2K509DZ
0,4 à 1,09 μH
bobine d'accord
1tour
2tour
bobines secondaires

TR4 NEOSID 7FS2 à bobiner (noyau et coupelle oranges)
NC 2 NC NC 1
de 1,8 μH à 2 μH
13 tours de fil 15/100

TR5 NEOSID 7FS2 à bobiner (noyau et coupelle oranges)
NC NC
200 tours de 15/100 = 300 à 500 μH

ou

TR5 = MF3 TOKO 4101A blanc
3 2 1
noyau vissé à fond = 900 μH
(faire faire 90° au blindage et couper la patte 2 du bobinage 1, 2, 3)

MF1 TOKO 4102 A NOIR

MF2 (7 × 7) TOKO 4100A (jaune)
4,5 4,5

ou

Discriminateur MURATA CDB 455C7 pour MC 3357
7 5 3,5
4,V 8 1,5k Broche 8 du 3357

FILTRE MURATA CFX 455J
11 7 4,5 5 1 9 4 3 2
1 entree
2, 4 masse
3 masse boitier
5 sortie

FILTRES MURATA CFW 455HT CFW 455IT
11 2,6 2,9 2,9 7 4,3 1 2 3 4 5
1 entrée
2, 3, 4 masse
5 sortie

Figure 4

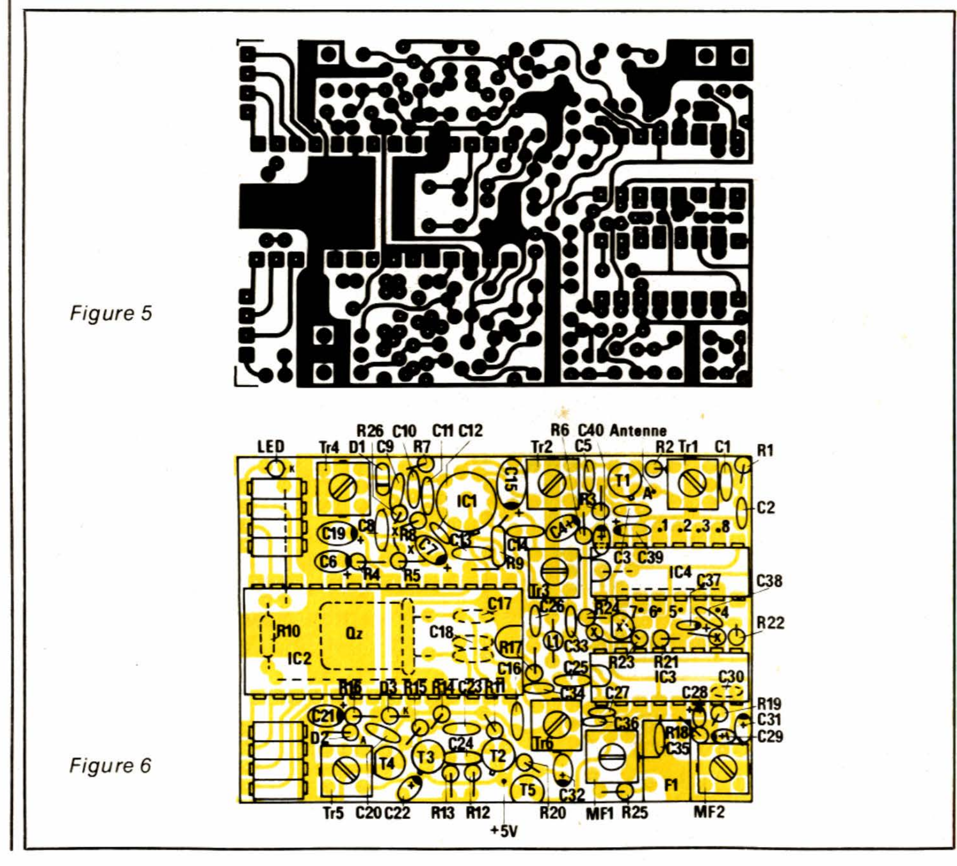


Figure 5

Figure 6

convertisseur pour que sa consommation ne dépasse pas 35 milliampères, en intervenant sur R_{13} et sur le noyau de TR_5.

Puis on câble le VCO mélangeur IC_1 : on place le bas de IC_1 à 1 mm au maximum du plan de masse, après avoir effectué la liaison masse recto masse verso sous IC_1 ; on met du souplisseau isolant sur les broches de C_{15} et R_9 qui se balladent entre IC_1 et TR_2 ; on soude les broches froides de C_7 et R_8 directement sur le plan de masse car il n'y a pas de trou pour les passer au verso.

Avant d'essayer la fonction VCO, il faut souder le quartz sur des chutes de résistance sortant des trous ad hoc, souder C_{17} et C_{18} et TR_6 ; à ce sujet C_{18} a normalement une valeur de 39 pF, mais il est possible qu'avec certains quartz on n'obtienne une oscillation sur 20 480 précis qu'avec seulement 37 pF, donc on commence par mettre 33 pF en C_{18} et on procédera aux ajustements ultérieurs en mettant une autre capacité dans les deux trous voisins laissés libres pour le moment ; enfin notons que pour avoir un bon rendement

C_{18} est reliée à la masse seulement au travers de l'enroulement primaire de TR_6, ce qui signifie qu'en l'absence de TR_6 il n'y a pas d'oscillation et que le noyau de TR_6 sert non seulement à ajuster 40 960 à la broche 1 de IC_3 mais aussi à avoir 20 480 kHz précis comme fréquence d'oscillation du synthétiseur ; TR_6 étant donc placé, on peut maintenant vérifier le fonctionnement du couple VCO synthétiseur ; on programme comme l'on veut les KTD04 et après avoir mis sous tension, on vérifie à l'oscilloscope et à la LED que le signal de verrouillage à la broche 28 du 145151 est plat ; si tel n'est pas le cas, on recherche un signal plat en manœuvrant le noyau de TR_4 ; si cela ne se verrouille pas (LED émettant des flashes ou éclairant peu et l'oscilloscope montrant deux traits pointillés horizontaux), rechercher le mauvais montage ou la panne du côté de TR_4 ou du filtre passe-bas, R_4, R_5, C_6, C_7, C_8 qui transmet au VCO les impulsions d'asservissement générées par le 145151.

Procéder à la fin du montage en soudant C_{30} (si ce n'est déjà fait quand on lui a fabriqué un logement sous IC_3), souder IC_3 en ne le chauffant pas trop suivant les précautions d'usage (les risques de cet ordre ne sont pas très grands car la finesse du circuit oblige à employer un fer 30 ou 40 watts à panne fine si l'on ne veut pas établir de ponts de soudure entre les connexions) ; on soude MF_1 dont une patte de boîtier est coupée, on soude F_1 et MF_2, puis les composants placés entre IC_3 et ses pots les plus proches, ces carcasses étant elles-mêmes toutes à la masse ; on placera un souplisseau sur la patte de R_{18} qui risque de toucher MF_2.

On câble IC_4 après avoir placé les deux straps sous lui, puis on câble les composants placés entre IC_3 et IC_4, suivant que l'on désire inverser ou non le signal sortant de IC_3 : pour fixer les idées, si ce qui sort de IC_3 est négatif, il faut supprimer le transistor inverseur et monter seulement R_{21}, R_{22}, R_{23}, R_{24}, C_{37}, C_{38}, C_{39}, et mettre un petit strap entre la broche 13 de IC_3 et les broches 1 et 9 de IC_4.

Enfin on termine le câblage par TR_3 et l'entrée HF T_1, TR_1, TR_2 etc... : la patte froide de R_2 est soudée à la carcasse de TR_1, celle de C_{40} est soudée à la carcasse de TR_3 ; un souplisseau est placé sur la patte de R_6 qui risque de toucher TR_2.

Pour faciliter le câblage, il faut employer des composants très petits, en particulier des résistances 1/8 watt partout où sur la nomenclature rien n'est spécifié et des capacités tantale goutte isolées à de faibles tensions en particulier pour les 47 microfarads qui sont isolés à 6,8 volts. Les grosses capacités céramique isolées à 63 volts ou plus sont à proscrire : elles peuvent créer des accrochages ou des mauvais fonctionnements du RX.

On lime les soudures, on nettoie le verso à l'acétone pour pouvoir examiner minutieusement le circuit avant de mettre sous tension ; puis on câble la filasse suivant le nombre de voies utilisées, et on soude l'antenne de fil souple de 1 mètre de longueur.

Réglages finaux

Le convertisseur, le VCO et le synthé étant supposés marcher, on place le fréquencemètre à la sortie de TR_6, on ajuste TR_6 et s'il le faut la capacité C_{18} pour obtenir exactement 40 960 kHz : à ce sujet on remarque que si l'on a par exemple 40 970 cela donnerait 20 485 à l'oscillateur du synthé ; le pas serait donc de 20 485/8 192 = 2,5006103, c'est-à-dire un peu plus grand que la normale : si la fréquence de l'émetteur est par exemple exactement 72 000, le VCO et le synthé dont les diviseurs par N sont par définition exacts vont travailler sur N × 2,5006103 = 12 958 × 2,5006103 = 31 502,688 au lieu de travailler sur 31 495 kHz ; le premier changement de fréquence s'effectuera à 72 000 − 31 502,688 = 40 497,311 au lieu de 40 505. Le deuxième changement donnera 40 970 − 40 497,311 = 472,68855 : au lieu de 455 kHz soit 17,68855 kHz en **trop** ; donc pour 5 kHz d'écart au synthétiseur on obtient une erreur multipliée par 3,5 au bout du deuxième changement, lorsque l'on travaille en infradyne, mais,l'erreur est **de même sens.**

Refaisons les calculs pour voir ce que cela donnerait si l'on travaillait en supradyne : pour la même erreur de 5 kHz au synthé, on a 20 485, le pas sera de 20 485/8 192 = 2,5006103 ; le diviseur N est ici 12 234, donc la fréquence VCO sera 12 234 × 2,5006103 = 30 592,466 au lieu de 30 585 ; le premier changement donne 72 000 − 30 592,466 = 41 407,533 au lieu de 41 415 ; le deuxième changement donne 41 407,533 − 40 970 = 437,53359 soit 17,46 kHz en dessous de 455 kHz ; l'erreur finale est un tout petit peu moins grande (2/10e en moins) ; mais ce gain est négligeable compte tenu de ce que l'erreur initiale de 5 kHz est aussi multipliée par un facteur de l'ordre de 3,5 ; on note toutefois que l'erreur finale est en supradyne de **sens contraire** à l'erreur initiale.

Tout ce calcul montre la très grande importance que l'on doit attacher à régler l'horloge 20 480 de manière très précise et surtout en employant des capacités à coefficient de température nulle pour C_{17} et C_{18} ; après avoir fait un réglage minutieux sur 40 960, on chauffera au fer à souder les pieds de C_{17} et C_{18} ; pour observer si l'horloge centrale est saine ou si elle se comporte comme une savonnette ; en tout état de cause il n'est pas prouvé qu'avec deux quartz ayant chacun leur dérive propre on obtienne un meilleur résultat : tout dépend en effet de l'horloge du synthé.

Pour rester cohérent avec le filtre céramique employé, il ne faut pas excéder à son niveau plus de 500 Hz d'erreur, c'est-à-dire que l'horloge du synthé ne doit pas excéder une erreur de 500/3,5 = 142 Hz : le réglage est donc pointu... Il faut s'arranger pour augmenter C_{18} de manière que le noyau de TR_6 soit légèrement sorti et puisse être énergiquement collé avec de la cire HF.

Le plus difficile est fait ; on programme les commutateurs DIL pour être cohérent avec l'émission du TX, on vérifie à nouveau le verrouillage du VCO, on met en route l'émetteur, on branche l'oscilloscope au point commun à R_{22}, C_{37}, C_{38} et l'on recherche les impulsions en agissant d'abord sur MF_2 puis sur MF_1, on éloigne l'émetteur et dès que les impulsions disparaissent on affine les réglages de TR_1, TR_2, MF_1 pour qu'il réapparaisse dépouillé de toute herbe ; on évacuera l'herbe à l'aide de TR_3 à la sortie duquel on doit obtenir 40 505 vérifié au fréquencemètre ; on terminera par les réglages fins de TR_1 et TR_2 le RX étant éloigné de masses métalliques, l'oscillo et le fréquencemètre coupés et déconnectés du RX, à l'aide d'un contrôleur à fils courts placé à la sortie de IC_3 en éloignant l'émetteur de plus en plus ; au point commun de MF_1 et R_{25} on doit avoir l'amplitude maximum en affinant les réglages de TR_1, TR_2, MF_1 et TR_3.

Conclusion

Voici terminées les descriptions des liaisons TX RX en 41 et en 72 à

synthèse de fréquence ; nous sommes persuadés que quoique l'on dise maintenant sur la complication de nos ensembles, le travail difficile et original qui vient d'être fait préfigure l'avenir : c'est-à-dire que la synthèse de fréquence s'imposera d'elle-même en R/C comme elle s'est imposée en C.B. Elle s'imposera soit avec les synthétiseurs, soit sous une forme plus simple avec des quartz programmables qui commencent à sortir au Japon : ce genre de quartz devrait permettre une dizaine de combinaisons dans une bande de fréquence déterminée ; mais il y a peu de chances que nous en voyons la couleur et l'application possibles en France avant quelques années. Nous resterons délibérément à l'affût dans ce domaine et nous vous tiendrons au courant.

De votre côté si vous avez été intéressés par ces lignes ou si vous avez réalisé un des ensembles décrits, faites connaître vos observations, et si en plus vous avez des idées ou des solutions élégantes et efficaces pour remplacer par exemple cet encombrant convertisseur qui nous fait mal ou simplifier et rendre plus logique l'emploi du synthé ne manquez pas de nous en faire part ; il n'y a rien de tel que la solitude et l'absence d'échanges pour tarir la pensée ou conduire à des solutions contestables.

CRESCAS

N.B. : Il est évident que ce RX 72 est transformable très rapidement en 41 MHz à double changement de fréquence avec :

— un quartz 10 240 kHz pour le synthé,

— un premier changement de fréquence à 10,695 kHz : donc TR_3 et C_{14} sont remplacés par un filtre céramique CFSE 10,695 comme dans le RX_9 et deux résistances de 330 Ω,

— le synthé fonctionnera de 41 000 − 10,695 = 30 305 kHz à 41 200 − 10,695 = 30 505 kHz pour 1 MHz de moins qu'en 72, le synthé n'a pas besoin d'être modifié non plus que le VCO et son filtre passe-bas,

— les accords des pots HF sont faits sur 41 en augmentant les capacités aux bornes de bobinages à accord suivant la formule déjà citée : le rapport des capacités est égal à l'inverse du rapport des carrés des fréquences,

— accord de TR_6 sur 10 240, ou suppression de TR_6 si on refait le circuit imprimé en réduisant son encombrement, mais en conservant les dispositions respectives des 3 parties du CI.

Nomenclature

Résistances

R_1 : 470 Ω
R_2 : 8,2 kΩ
R_3 : 27 kΩ
R_4 : 10 kΩ
R_5 : 10 kΩ
R_6 : 47 Ω, 1/4 W
R_7 : 680 Ω
R_8 : 680 Ω
R_9 : 680 Ω, 1/4 W
R_{10} : 330 Ω
R_{11} : 100 kΩ
R_{12} : 10 kΩ
R_{13} : 180 kΩ)texte)
R_{14} : 10 kΩ
R_{15} : 1 kΩ, 1/4 W
R_{16} : 100 Ω, 1/4 W
R_{17} : 10 kΩ
R_{18} : 2 kΩ
R_{19} : 47 kΩ
R_{20} : 470 Ω, 1/4 W
R_{21} : 150 kΩ
R_{22} : 2,2 kΩ
R_{23} : 1 kΩ
R_{24} : 47 kΩ
R_{25} : 2 kΩ
R_{26} : 100 kΩ

2 × 4 contacteurs
DIL OTAX KTD04
Support IC 28 pattes

Circuits intégrés

IC_1 : SO42E (boîtier métal)
IC_2 : MC 145151 (P ou C)
IC_3 : MC 3357 P
IC_4 : CMOS 4015

Diodes

D_1 : Varicap BB 105
D_2 : 1N4148
D_3 : Zener 6,2 volts
LED : 3 mm Ø

Self

L_1 : 2,2 µH surmoulée

Filtres

F_1 : Ceramic Filter **MURATA** (voir texte) CFW 455 HT ou CFW 455 IT ou CFX 455 J

Transistors

T_1 : BF200
T_2, T_3 : BC 178 (PNP)
T_4, T_5 : BC184 (NPN)

Transformateurs

TR_1 : Neosid 7FS1 (à bobiner)
TR_2 : Neosid 7FS1 (à bobiner)
ou TOKO 113CN2K781DZ
ou TOKO 1420
TR_3 : TOKO 113CN2K509DZ
TR_3 : TOKO 113CN2K509DZ
TR_6 : TOKO 113CN2N509DZ
TR_4 : Neosid 7FS2 (à bobiner)
TR_5 : Neosid 7FS2 (à bobiner)
MF_1 : TOKO 4102A (noir)
MF_2 : TOKO 4100A (jaune)
Eventuellement :
MF_3 : TOKO 4101A (blanc)
pour TR_5
Discriminateur MURATA
CDB 455 C7 pour remplacer MF_2 : TOKO 4100A (voir texte)

Quartz

Quartz : 20 480 kHz (COPELEC, 31, rue Cousté, Cachan)

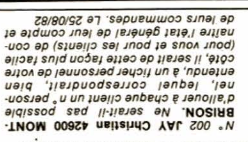
Condensateurs

C_1 : 15 pF, céramique
C_2 : 0,1 µF, tantale
C_3 : 0,1 µF, tantale
C_4 : 10 µF, tantale
C_5 : 15 pF, céramique
C_6 : 4,7 µF, tantale
C_7 : 330 nF, tantale
C_8 : 10 nF, céramique
C_9 : 1 nF, céramique
C_{10} : 12 pF, céramique
C_{11} : 33 pF, céramique
C_{12} : 12 pF, céramique
C_{13} : 1 nF, céramique
C_{14} : 15 pF, céramique
C_{15} : 47 µF, tantale
C_{16} : 1 nF, céramique
C_{17} : 33 pF, céramique
C_{18} : 39 pF, céramique (texte)
C_{19} : 47 µF, tantale
C_{20} : 0,1 µF, tantale
C_{21} : 4,7 µF, tantale
C_{22} : 10 µF, tantale
C_{23} : 150 pF, céramique
C_{24} : 150 pF, céramique
C_{25} : 68 pF, céramique
C_{26} : 10 nF, céramique
C_{27} : 33 pF, céramique
C_{28} : 1 µF, tantale
C_{29} : 1 µF, tantale
C_{30} : 10 pF, céramique
C_{31} : 4,7 µF, tantale
C_{32} : 47 µF, tantale
C_{33} : 10 nF, céramique
C_{34} : 15 pF, céramique
C_{35} : 47 nF, céramique
C_{36} : 22 pF, céramique
C_{37} : 1 µF tantale
C_{38} : 47 nF, céramique
C_{39} : 0,1 µF, tantale
C_{40} : 47 µF, tantale

(Toutes les tantales en particulier les 47 µF sont isolés au voltage le plus bas : 6,8 volts compatible avec l'encombrement, idem pour les céramiques)



ADVANCED ELECTRONIC DESIGN
8, rue des Mariniers - 67, bd Brune - 75014 PARIS
☎ (1) 545.42.50



CRITIQUES ET SUGGESTIONS DE NOS CLIENTS

N° 003 **M. FLORES 13700 MARIGNAN**
Ne pourriez-vous pas établir un forfait pour frais expédition et emballage ?
le 26/10/82

N° 002 **ANNIC P. 29130 QUIMPERLE**
Essayez d'être plus rapides dans les livraisons. AED est une expérience qui m'intéresse. Le 25/09/82

N° 002 **JAY Christian 42600 MONTBRISON.** *Ne serait-il pas possible d'allouer à chaque client un n° personnel, lequel correspondrait, bien entendu, à un ficher personnel de votre côté, il serait de cette façon plus facile (pour vous et pour les clients) de connaître l'état général de leur compte et de leurs commandes. Le 25/08/82*

NOUVEAU CATALOGUE EN COURS DE FABRICATION — EXPEDITION RAPIDE TOUTES DESTINATIONS UNIQUEMENT RECOMMANDEE (AVEC ASSURANCE) — T.V.A. 18,6 % —

- **CARTES BUS** professionnelles et grand public
- **CARTES MICROPROCESSEURS** professionnelles
- **DOCUMENTATION TECHNIQUE** sur tous les CI et produits
- **CIRCUITS IMPRIMES** grand public (soigné) SF = 16,15 F le dm² - DF = 34,60 F le dm²
- **ETUDES ET REALISATIONS DE PROTOTYPES** ou petites séries. Travail soigné. Délais respectés.

- **MICROPROCESSEURS** MOS/CMOS 8 bits/16 bits
- **MICROPROCESSEURS** monochip avec moniteur et/ou "Basic" MOS/CMOS
- **MEMOIRES**
  - Statiques - dynamiques - eproms
  - Eeproms - eavom - proms
  - Fifo/Lipo - PAL/PLA - PMOS/NMOS/CMOS/ECL
- **CIRCUITS INTEGRES LSI**
  - Contrôleurs vidéo graphiques
  - Contrôleurs pour affichage alphanumérique
  - Contrôleurs pour liaison DMA
  - Contrôleurs pour liaison RS 232
  - Contrôleurs pour liaison IEE 488
  - Contrôleurs pour liaison parallèle (VIA/PIA)
  - Contrôleurs horloge temps réel
  - Contrôleurs conversion analogique
  - Contrôleurs conversion numérique et num./analog.
  - Contrôleurs gestion d'interruption
  - Contrôleurs gestion mémoire
  - Contrôleurs générateur de Bards
  - Contrôleurs pour disques (souples et durs)
  - Contrôleurs pour voltmètres
  - Contrôleurs pour fréquence-mètres
  - Contrôleurs pour encodage de sécurité.
  - .... etc.
- **TTL - N/LS/S - MOS/CMOS - N/C/HC, etc...**

- **DIVERS**
  - Diodes, ponts, zeners
  - Circuits intégrés, linéaires
  - Transistors petits signaux
  - Transistors de puissance
  - Transistors FET
  - Transistors MOSFET
  - Triacs, thyristors, régulateurs
  - Eléments de racks sur mesure
- **CONNECTEURS** professionnels et câble en nappe
- **COMPOSANTS PASSIFS** résistances, condensateurs, etc.
- **SUPPORTS DE CI** types : Lyres, double lyre tulipes, doré, étamé, à souder et à wrapper.

- **DISQUES SOUPLES** 5 1/4" et 8" SF/DF .... 1 688 à 9 315 F HT
- **DISQUES DURS "WINCHESTER"** de 9 à 19 MB
- **MONITEURS MONOCHROMES** blanc/vert/orange normaux et haute résolution .... 895 à 1 340 F HT
- **MONITEURS COULEUR** entrées RGB .... 2 959 F HT
- **IMPRIMANTES**
- **CLAVIERS ASCII** et touches de clavier

- **QUARTZ** 32,768 kHz à 1000 MHz .... 14,35 F HT
- **AFFICHEURS ALPHANUMERIQUE** à gaz 8 digits à 16 segments .... 59,03 F HT
- **AFFICHEURS A CRISTAUX LIQUIDES** 3 1/2 digits .... 71,67 F HT
- **ROUES CODEUSES** décimales et héxa grand public et professionnelles

ADVANCED ELECTRONIC DESIGN est une jeune société d'électronique et d'informatique qui se propose de gérer un large éventail de services selon des procédures originales.

Les objectifs à long terme de la société seraient d'offrir, aux particuliers et aux sociétés concernées, les services les mieux adaptés à leurs besoins, contribuant ainsi au bon déroulement de leurs projets, plans, programmes, etc...

Quand bien même ses offres sont actuellement limitées, notre société se veut être aussi et surtout un partenaire dont les services soient particulièrement appréciés et recherchés.



TACOM

7 QUAI DE L'OISE 75019 | OUVERT DU MARDI AU SAMEDI
TEL. 239.23.61 | METRO CRIMEE

MICROPROCESSEURS		MEMOIRES		PERIPHERIQUES	
R 6502	110,00	2114	22,00	6821	17,00
R 6504	140,00	ER 2051	72,00	6845	83,00
MC 6800 P	34,00	MK 4516	86,00	6850	17,00
MC 6802 P	38,00	2716	36,00	6860	127,00
MC 6809 P	90,00	2732	87,00	MC 3470 P	98,00
8080	58,00	2764	249,00	Z 80 ACTC	55,00
8085	83,00	27128	520,00	Z 80 APID	55,00
8086	420,00	4116	19,00	DP 8304	48,80
Z 80 R	44,00	4164 CERAM	73,00	R 6520	70,00
CDP 1802	99,00	4164 (150NS)	58,00	R 6522	92,00
MC 6801 L1	180,00	MCM 6810 P	17,00	8251	57,00
MC 6808 P	47,00	8155	98,00	CDP 1851	135,00
MC 68A09 P	144,00	CDP 1822	70,00	CDP 1852	46,00
MC 68B09 P	187,50	CDP 1824	46,00	CDP 1854	84,00
8035 LC	96,20	4016	95,00	AY 5-1013	50,00
8088 (16 BIT)	338,60	6514	46,80	AY 3-1015	63,90
LH 0021 CK	385,00	7611	48,00	FD 1771	350,00
MC 146805 E2P	190,00	TMS 4044	55,00	FD 1795	350,00
MC 68A00 P	69,80	MK 4802	95,00	8279	109,00

POUR TOUTE AUTRE REFERENCE NOUS CONSULTER

QUARTZ de 1 à 48 MHz : à partir de **24,50** à **38,00**
LED professionnelles RVJ de **0,80** à **1,10**

PROMOTION PAR 10 PIECES

NE 555	2,80	BDV 65 B	13,60	2N 2907A	1,45
UA 741	2,80	BY 251 (3A)	1,50	2N 3055	5,00
BC 237	0,80	1N 4148	0,18	2N 3904	0,80
BD 241	3,55	2N 1711	2,15	2N 4416	10,80
BD 242	3,55	2N 2222A	1,45	BDX 53C	4,40
BDV 64 B	14,40	2N 2905A	2,25	BDX 54C	4,40

Résistances 1/4 W carbone 1 à 4, par 10 .... pièce **0,12**
Régulateur positif 5 V, 6 V, 12 V, 15 V par 5 .... pièce **4,80**
Régulateur négatif 5 V, 6 V, 12 V, 15 V par 5 .... pièce **5,60**

Condensateurs var. 2/6 A 10/60 par 6 .... pièce **2,25**
Radiateur TD220 .... **2,40**
Radiateur TD3 .... **6,00**
PDT ajust céram. par 5 .... pièce **2,70**
I.L.S. 18 mm par 10 .... pièce **2,00**

ET AUSSI TOUS LES CIRCUITS INTEGRES C MOS - TTL - 74C... 74H... 74S LINEAIRES - TRANSISTORS - DIODES - COMPOSANTS PASSIFS

Disques souples 5" FLEXETTE renforcée 48TPI .... **pièce 35,00** Par boîte de 10....**24,50 pièce**
Disques souples 5" DYSAN 204/2D 96TPI .... **pièce 88,00** Par boîte de 10....**79,50 pièce**



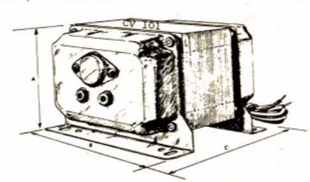
75018 PARIS - 62 rue Leibnitz - (1) 627.28.84
44100 NANTES - 3 rue Daubenton - (40) 73.13.22

CONVERTISSEURS STATIQUES

220 alternatifs à partir de batteries, pour faire fonctionner les petits appareils ménagers : radio, chaîne hi-fi, magnétophone, télé portable noir et blanc, et couleur.

CV 101 - 120 W - 12 V C.C./220 V C.A. **255 F**
CV 201 - 250 W - 12 V C.C./220 V C.A. **520 F**

Professionnels
12 V C.C./140 W .... **750 F**
12 V C.C./250 W .... **1450 F**
24 V C.C./500 W .... **3800 F**
24 V C.C./750 W .... **4850 F**
48 V C.C./1200 W .... **5980 F**
Pour faire fonctionner sur batteries.



DESINSECTISEUR ELECTRIQUE

Foudroie les insectes volants sans insecticide (mouches, moustiques, guêpes...)

Modèle BM 4 W secteur .... **349 F**
Modèle BM 4 W 12 V .... **409 F**
Modèle GD 6 W secteur .... **465 F**
Modèle B12 2 x 6 W secteur .... **952 F**



AUTO-TRANSFORMATEUR REVERSIBLE 110/220 V MONOPHASE

60 VA .... **67,85 F**
150 VA .... **84,80 F**
250 VA .... **106,00 F**
350 VA .... **127,00 F**
500 VA .... **144,20 F**
750 VA .... **195,00 F**
1000 VA .... **212,00 F**
1500 VA .... **356,20 F**

VIDEO SURVEILLANCE

1 caméra NEC CC 400
1 objectif 16 mm
1 support caméra
1 moniteur NEC 22 cm
1 câble de raccordement
L'ensemble
prêt à brancher .... **4500 F**

Coffrets : ESM - TEKO ORBITEC - IML | **Kits** : IMD - PANTEC ASSO - LIGHT MUSIC | B.S.T. - POWER

TRANSFORMATEURS D'ALIMENTATION

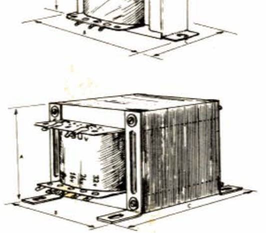
Imprégnation classe B. 600 modèles de 2 à 1000 VA.
Tension primaire : 220 V à partir de 100 VA, 220-240 V.
Tensions secondaires :
- une tension : 6 ou 9 ou 12 - 15 - 18 - 20 - 24 - 28 - 30 - 35 - 45 V,
- deux tensions : 2 x 6 ou 2 x 9 - 12 - 15 - 18 - 20 - 24 - 28 - 30 - 35 - 45 V.

Présentation : étrier ou équerre

Puissance	PRIX		
	une tension	deux tensions	multi-tensions
5 VA	32,35	35,28	38,80
8 VA	35,40	38,34	41,90
12 VA	41,30	44,10	48,80
20 VA	50,60	53,50	59,00
40 VA	80,00	83,50	91,75
150 VA	136,40	143,50	164,65

TARIF complet sur demande





RADAR

LM 101. Portée réglable jusqu'à 7 m. Temporisation 30 sec - 5 mn. Allumage de vitrines 1000 W, hall, parking, au passage de piéton ou véhicule. Barrière électronique non décelable .... **1060 F**

RA 760 - Radar autonome d'alarme; portée 30 m. Autonome 6 mois; batteries rechargeables. Sirène incorporée + H. P. extérieur .... **4860 F**

PROMOTION

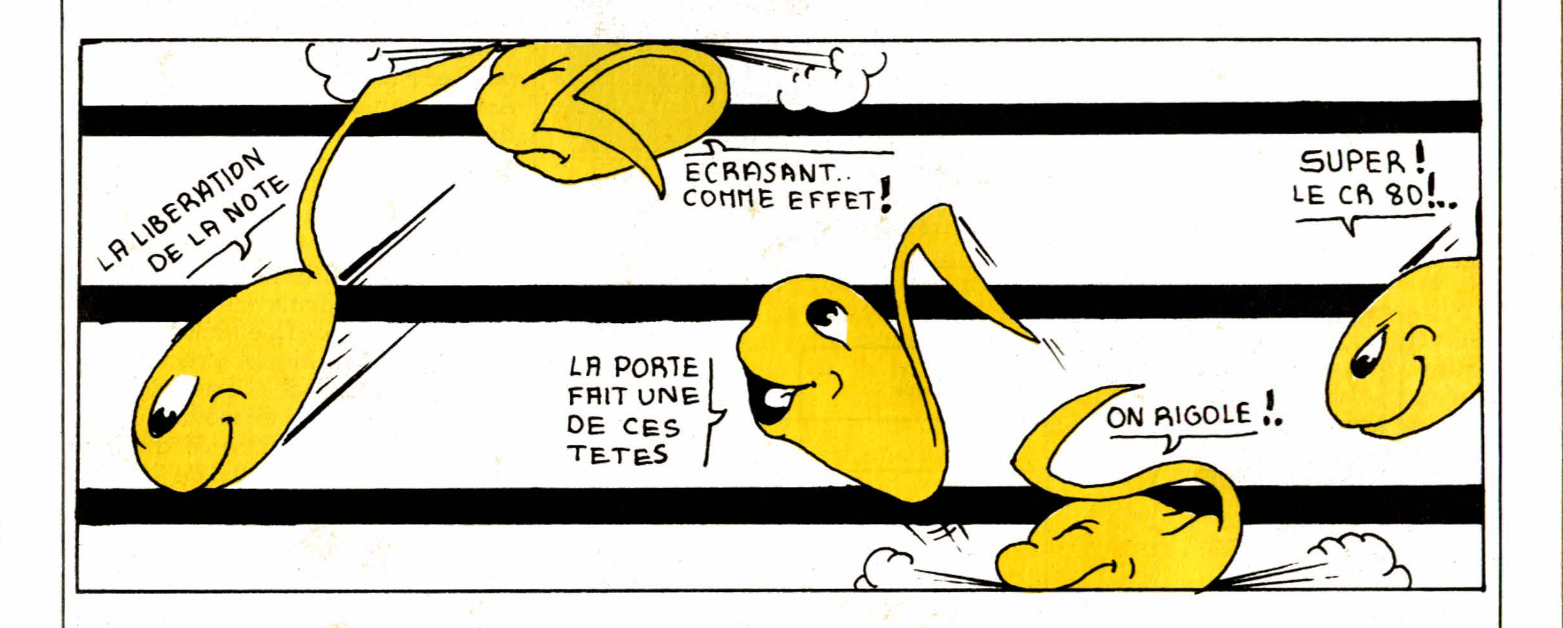
Modulateur 1200 W, 3 voies, micro incorporé + rampe 3 spots équipée, l'ensemble...**320 F**
Chenillard-modulateur 1200 W, 4 voies, micro incorporé 2 fonctions automatiques + rampe 4 spots équipée, l'ensemble .... **430 F**
H.P. elliptique, 150 x 210, 4 ohms, 8 W .... **15 F**
Spot 60 W à vis, 6 couleurs .... **9 F**
Pince spot .... **30 F**
Réglette tube lumière noire, 200 mm, 6 W .... **99 F**
Lampe (effet lumière noire) 60 W .... **14 F**
Auto-transfo industriel 100 VA en coffret plastique 220/110 V .... **40 F**
NOUVEAU : Gaine plastique fluorescente ∅ 8 mm pour lumière noire. Existe en vert, bleu, rouge, orange. Le mètre .... **12 F**

DIVERS ARTICLES A VOIR SUR PLACE

Unité de réverbération Flanger CR 80



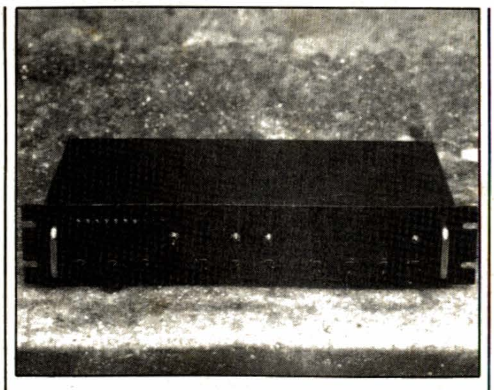
3e (et dernière) partie



Comme promis, dans cette dernière partie nous allons étudier l'interconnexion des circuits décrits précédemment puis la procédure de réglage de la carte audio, et la réalisation mécanique ; nous fournirons également des relevés de mesures sur notre prototype et quelques conseils d'utilisation. Mais d'abord, faisons un petit retour sur la carte horloge décrite dans notre numéro précédent.

La carte horloge

Il est absolument **impératif,** avant de procéder à la mise en coffret et à l'interconnexion générale, de relier électriquement par un fil le corps des 4 potentiomètres P_1 à P_4 de la carte horloge et de connecter l'une des extrémités de ce fil à la masse générale sur la même carte. Pour ce faire, on déposera une goutte de soudure sur le boîtier de chaque potentiomètre et on utilisera un fil dénudé à la bonne longueur et préalablement étamé. Nous verrons le pourquoi de cette opération ultérieurement ; notons qu'elle n'est pas représentée sur les photos.



D'autre part, R_{12} de la carte horloge peut descendre en dessous de 1 MΩ pour l'obtention de la fréquence horloge $Ø_B$. Aux mesures, nous avons pris pour R_{12} : 470 kΩ ; en fait cela dépend de la précision du condensateur C_4, l'essentiel est d'avoir une fréquence horloge dans la fourchette indiquée précédemment. Quant à $Ø_A$, suivre la procédure décrite, il ne doit y avoir aucun problème.

Interconnexion générale

Nous brûlons les étapes en ne respectant pas tout à fait l'ordre chronologique car il est évident que ce n'est qu'une fois la mécanique du coffret réalisée et les cartes installées à l'intérieur que l'on peut procéder à

l'interconnexion générale. Rassurez-vous, la description mécanique suit. Il y a 3 opérations d'interconnexion :

— Liaisons entre la carte audio et les divers inverseurs et prises d'entrée-sortie.

— Liaisons entre la carte audio et la carte alimentation-horloge.

— Liaisons entre la carte vu-mètre, la carte audio et la carte horloge. Connexion du transfo d'alimentation à la carte horloge.

La première opération est décrite à la **figure 1** qui, nous le pensons, est assez explicite. Quelques remarques en passant :

— Pour la prise d'entrée, nous avons utilisé une prise XLR3 femelle et pour la prise de sortie une XLR3 mâle. Ces prises sont assez coûteuses mais présentent le grand avantage d'être à la fois verrouillables et ultra-robustes. Nous vous les conseillons vivement, n'oubliez pas à propos que l'entrée s'effectue sur 3 fils car elle est symétrique. A la rigueur, vous pouvez prendre des prises DIN verrouillables à 3 broches ; elles sont sensiblement moins chères. Par contre, les jacks sont à éviter à cause des risques de bouclage par le châssis.

— Particulièrement si vous utilisez le CR 80 en entrée de sensibilité micro, la liaison entre carte audio et prise d'entrée devra faire appel à du fil blindé (2 conducteurs plus masse).

— Les autres liaisons seront faites en fil de câblage et ce n'est pas parce que nous ne l'avons pas fait partout qu'il est interdit d'employer à chaque fois un fil de couleur différente.

— Torsader ensemble les 3 fils allant vers chaque inverseur et faites des liaisons courtes.

— La liaison entre X_S et la prise de sortie devra être un peu éloignée du point A_1. Le fil passera à gauche de la cosse E_A puis entre le NE570 et C_{34} pour rejoindre par un coude à 90° le point X_S (ou X_5, c'est la même chose). Le fil de masse sur la prise de sortie sera torsadé en rang serré autour du fil X_S jusqu'à l'arrivée de ce dernier sur la carte audio.

— Enfin, pour l'instant, ne pas faire de liaisons avec l'inverseur INV_1 ni entre les points X_M et E_A. Ces liaisons seront effectuées après la procédure de mise au point de la carte audio.

Passons maintenant si vous le voulez bien à la **figure 2.** Il y a au total 7 liaisons à faire entre carte audio et carte horloge-alimentation, à savoir :

3 fils d'alimentation (+ 15 volts, – 15 et 0 volts), deux fils $Ø_A$ sur A_1 et A_2 et deux fils $Ø_B$ sur B_1 et B_2. Reprendre nos numéros précédents pour repérer ces points. Notons que A_1 est interchangeable avec A_2, même chose entre B_1 et B_2. Ici l'ordre n'intervient pas, les deux horloges étant entièrement indépendantes. Par contre, nous allons mettre le doigt sur un gros problème facilement résolvable par quelques précautions. De quoi s'agit-il ? Les signaux d'horloge sont des tensions à la fois de forte amplitude, à fronts raides, et pouvant atteindre plus de la centaine de kHz en fréquence. Ce type de signal est extrêmement néfaste au voisinage de circuits audio. En effet, sans liaison électrique et simplement par induction électromagnétique, vous risquez, si vous ne prenez aucune des précautions que nous vous indiquons, de perdre une bonne vingtaine de décibels de rapport signal sur bruit en sortie du CR 80 avec des fréquences d'horloge élevées. Ceci est d'autant plus gênant que la perturbation est inaudible de par sa fréquence mais peut entraver le bon fonctionnement en liaison avec des appareils extérieurs : par exemple, un ampli de puissance. Contrairement à ce que l'on pourrait penser, ce n'est pas, même en sensibilité micro, sur les circuits d'entrée que l'induction se fait (en raison de l'entrée symétrique et de l'utilisation de blindé) mais sur l'électronique de sortie. En définitive, avouez qu'il est rageant d'avoir réduit le bruit de fond des lignes à retard par un compresseur-expanseur pour ensuite en perdre le bénéfice. Mais assez parlé, voici la liste des précautions dont certaines ont déjà été vues :

— Connexions les plus courtes quand c'est possible et éloignement des fils véhiculant la tension audio

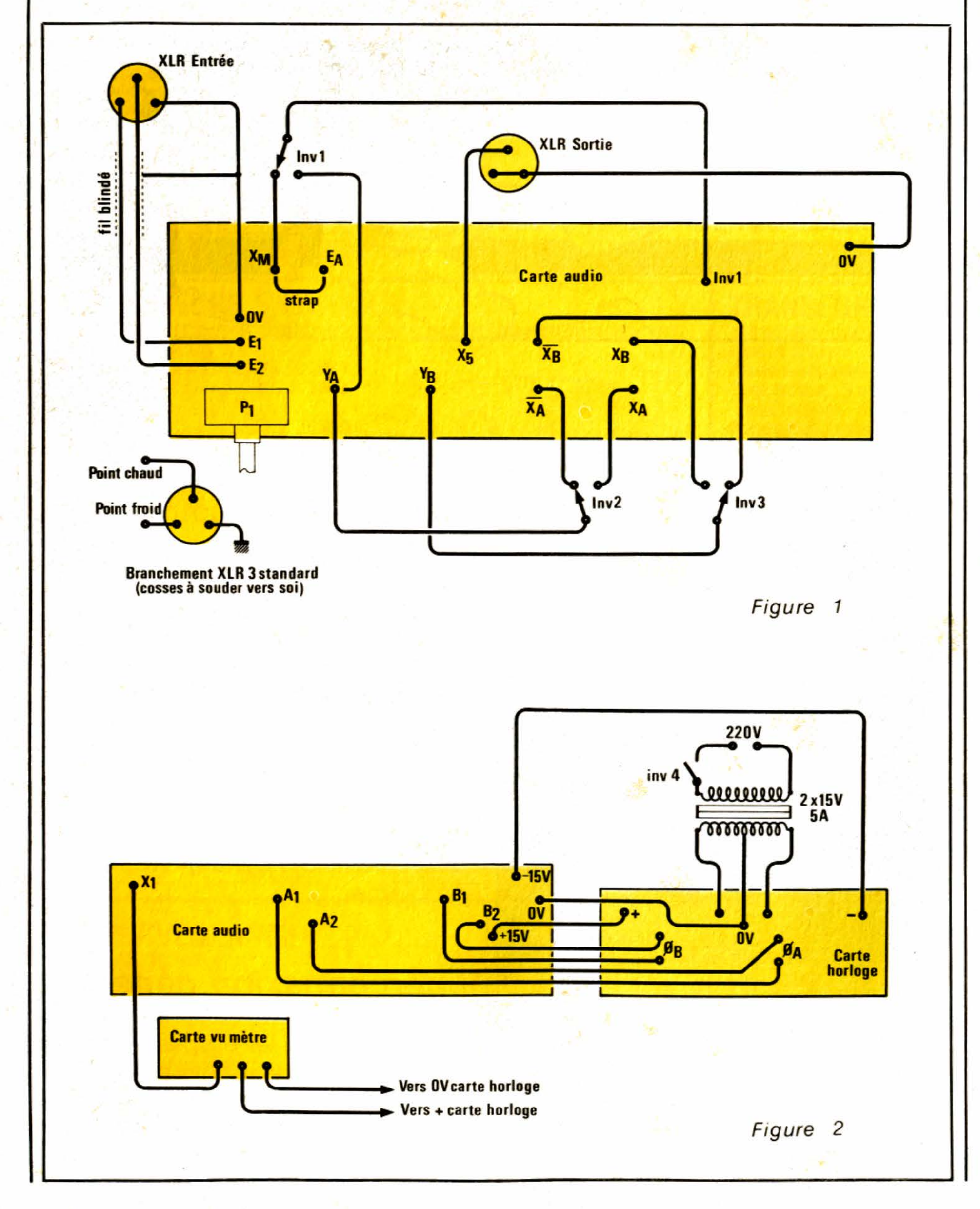


Figure 1

Figure 2

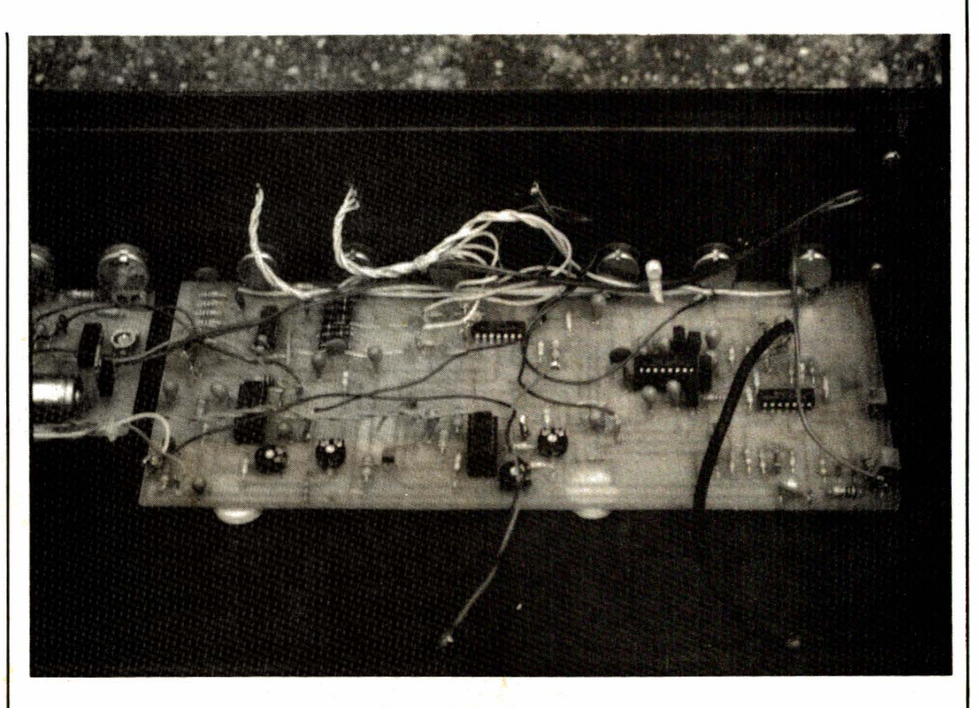
de ceux transportant les signaux horloge. D'où le trajet conseillé auparavant pour X_S avec une torsade de masse autour sur une partie de son parcours.

— Bien torsader ensemble les fils $\varnothing_A$ d'une part et $\varnothing_B$ d'autre part. N'oublions pas en effet que chaque horloge délivre deux signaux en opposition de phase donc les effets d'induction s'annulent.

— P_1 à P_4 de la carte horloge se comportent comme de véritables antennes. En reliant les boîtiers de ces quatre composants à la masse générale, on forme un blindage très efficace.

Voilà la liste des précautions terminées, avouez que ce n'est pas bien difficile et c'est très payant. Pour faire plus propre, utilisez chaque fois que possible du serre-câble comme présenté sur les photos.

Restent les liaisons avec le circuit vu-mètre dont les fils ont été soudés avant installation dans le coffret. Ici pas de problèmes, deux connexions à faire vers la carte horloge (0 et + 15 volts) et une vers la carte audio (point X_1 en haut à gauche). Enfin, on terminera avec les trois fils venant du transfo et allant vers la carte horloge.

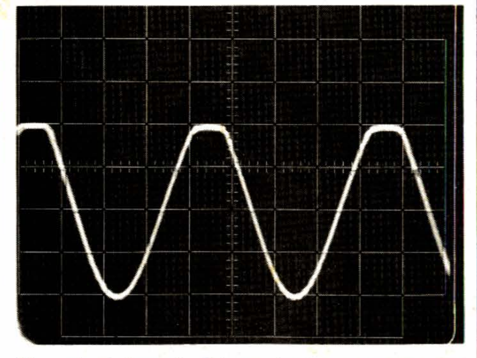


Mise au point de la carte audio

Rappelons que les fréquences de la carte horloge sont dans les fourchettes indiquées, c'était l'objet d'un chapitre dans le précédent numéro. Reste à régler la carte audio. Tout d'abord, notre prototype est en sensibilité micro, on injecte environ 2 mV en sinusoïdal à 1 kHz sur l'entrée du CR 80. On doit observer l'allumage du vu-mètre, **seul P_1 de la carte audio étant ouvert.** On verra, grâce à un oscilloscope, le signal amplifié au point X_M. Notez que sur l'entrée, point froid et masse sont reliés car un générateur BF est en général à sortie asymétrique. Vers 5 kHz, l'amplitude du signal sur X_M doit chuter, le filtre d'entrée agit.

Maintenant seul P_5 de la carte audio et P_4 de la carte horloge sont complètement ouverts, les autres réglages sont au minimum, RV_1 et RV_2 (carte audio) sont en position médiane. On injecte le signal du générateur sur le point E_A à une fréquence de quelques centaines de Hertz et à une amplitude proche du volt. L'oscilloscope est relié à la sortie X_S. En jouant sur l'amplitude du générateur et sur RV_1, l'écrêtage qui ne manquera pas de se produire doit être entièrement symétrique. Maintenant (n'oubliez pas P_4 horloge à fond), il y a de fortes chances que la tension de sortie soit « dentelée » (superposition du résidu horloge au signal audio). Eliminer la « dentelure » au moyen de RV_2, au besoin jouez sur la base de temps de l'oscilloscope et la fréquence du générateur dont on aura un peu diminué l'amplitude pour ne plus avoir d'écrêtage. Attention, le réglage RV_2 est très pointu ! Revenir ensuite sur RV_1 puis sur RV_2 pour peaufiner la symétrie d'écrêtage et l'élimination de l'horloge. Le retard A (IC_3) est correctement ajusté, passons à B.

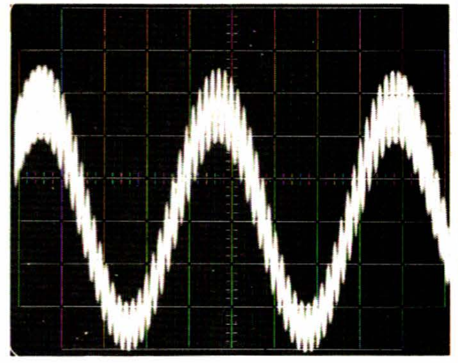
Oscillogramme 1



Mauvais réglage de RV_1 ou de RV_3, l'écrêtage est asymétrique (ici sur les crêtes positives). Fréquence 250 Hz.

Cette fois, P_6 (carte audio) et P_1 (carte horloge) sont les seuls réglages au maximum, le générateur BF est relié à l'entrée INV_1 au voisinage de IC_4 (ligne à retard B) et la sonde de l'oscilloscope ne bouge pas de place. La procédure de mise au point est rigoureusement identique à ce que nous avons vu précédemment : RV_1 devient RV_3 et RV_2 devient RV_4. Quand tout cela est terminé, il ne reste plus qu'à relier par un petit strap X_M à E_A ainsi que l'inverseur INV_1 (voir **figure 1**), les oscillogrammes vous aideront à faire vos réglages.

Oscillogramme 2



Superposition de la fréquence horloge et du signal audio (retard maximum) : mauvais réglage de RV2 ou de RV4. Fréquence 250 Hz.

La mécanique

Le coffret retenu est un modèle rack 19 pouces 2 unités encastrable avec des poignées, la référence est ER48/09 et le fabricant ESM. Ce type de rack est fort bien distribué et très esthétique. Une façade noire sera de plus bel effet pour le CR 80.

Les plans de perçage de la face avant et de la contre-face sont don-

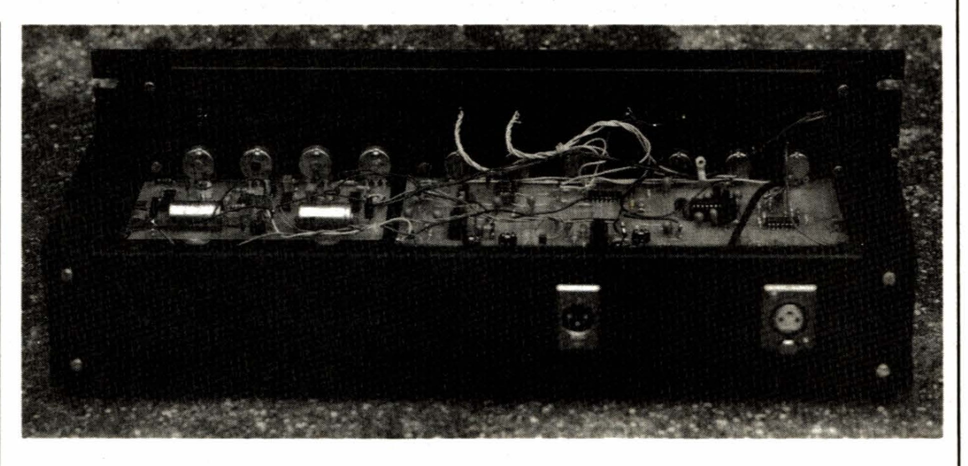
nés à la **figure 3**, ceux de la face arrière à la **figure 4**. Certaines remarques doivent être faites :

— Les potentiomètres sont vissés sur la contre-façade et les inverseurs sur la façade. Les circuits imprimés sont donc à plat sauf le circuit imprimé du vu-mètre placé entre face avant et contre-façade en position verticale.

— Les potentiomètres sont tous des modèles pour circuits imprimés, ceux que nous avons utilisés pour la carte audio sont des modèles miniatures d'origine japonaise, alors que ceux de la carte horloge sont des modèles classiques. Cela explique que les perçages P_1 à P_6 d'une part, P_1 à P_4 (carte horloge) d'autre part, soient d'un diamètre différent sur la contre-façade. A vous de choisir vos composants et d'y adapter vos diamètres de perçage ; seule contrainte : P_1 à P_6 de la carte audio doivent être d'excellente qualité car recevant des tensions audio.

— Les perçages de la face arrière sont adaptés à des prises XLR3 dont le le diamètre est malheureusement important. Si vous utilisez par exemple de la DIN verrouillable, songez à modifier le diamètre des trous.

— Pour loger la carte vu-mètre, contre-façade et façade seront éloignées de quelques millimètres supplémentaires grâce à 4 écrous Ø 4 mm vissés sur les 4 axes de poignée.



— Les inverseurs $INV_{1, 2, 3}$ et 4 seront des modèles subminiatures, l'ordre se fait en partant de la gauche, face avant devant vous. Ces composants seront vissés sur la façade.

— Enfin, il est possible que les dix trous des diodes LED, suivant le modèle que vous employez, devront être alésés d'un demi-millimètre.

— Afin d'éloigner les circuits horloge et audio du fond du coffret, même en cas de choc, nous avons pris des rondelles autocollantes en feutre. On en placera quelques-unes sur le pourtour de ces circuits avec une goutte d'araldite. Même chose pour le circuit vu-mètre de façon à bien l'immobiliser entre façade et contre-façade. Attention, bien vérifier qu'il n'y a pas de court-circuits possibles.

— Enfin, les fils à la bonne longueur seront soudés sur le circuit vu-mètre (liaisons horloge-alimentation et carte audio) et passés par le trou prévu à cet effet en contre-façade.

Nous rappelons le rôle des divers réglages en vue d'une éventuelle sérigraphie :

Pour la carte audio

P_1 : niveau d'entrée général.
P_2 : réinjection retard A (recirculate A).
P_3 : réinjection retard B (recirculate B).
P_4 : niveau de sortie direct.
P_5 : niveau de sortie retard A.
P_6 : niveau de sortie retard B.

Pour la carte horloge

P_1 : durée retard B.
P_2 : taux de modulation retard A.
P_3 : vitesse de modulation retard A.
P_4 : durée retard A.
Enfin :
INV_1 : mode croisé ou série.

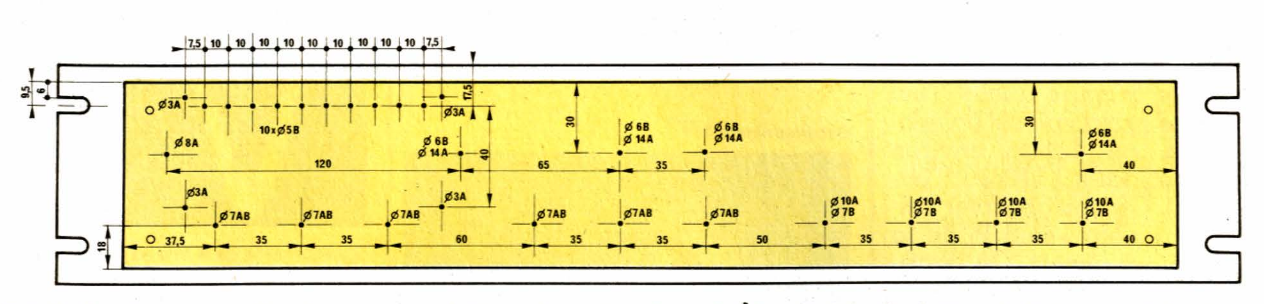


Figure 3 - Les perçages notés « A » correspondent aux trous dans la contre-façade, les « B » à ceux de la face avant. La figure est à l'échelle 1/3.

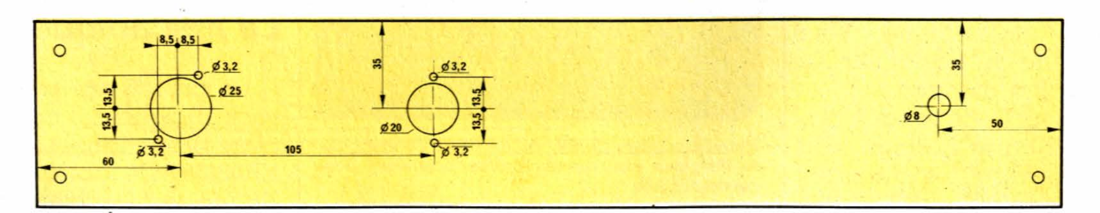


Figure 4 - Face arrière à l'échelle 1/3.

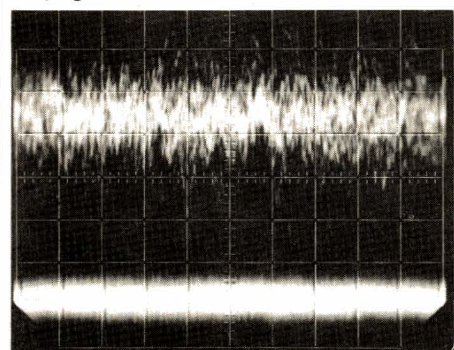
INV2 : retard A direct ou inversé.
INV3 : retard B direct ou inversé.
INV4 : marche-arrêt.

Les mesures

Effectuées sur notre prototype, outre les appareils classiques en électronique générale (oscillo, géné, fréquencemètre), elles ont fait appel à un matériel de mesure spécifique à l'audio, distorsiomètre à accord automatique, millivoltmètre et table traçante.

Commençons par le bruit mesuré en sortie. Les valeurs données, nous insistons sur ce fait, sont non pondérées et sont faites sur une large bande. Nous trouvons un bruit de sortie inférieur à – 70 dbm même lorsque les lignes à retard ont leurs niveaux de sortie à fond. Avec le signal direct, ce bruit passe à – 65 dbm. Le résultat est un peu paradoxal (ligne à retard moins bruyante que chaîne directe) mais n'oubliez pas le rôle déterminant ici de l'expanseur-compresseur qui, littéralement, « casse la tête » au bruit (voir oscillogramme).

Oscillogramme 3



Tension de bruit avant (trace du haut, 10 mV par cm) et après (trace du bas, 1 mV par cm) expansion. Notez la réduction de bruit !

— La distorsion est inférieure à 0,7 % à 1 kHz pour les signaux retardés. On peut descendre encore en dessous en peaufinant la réjection d'horloge.

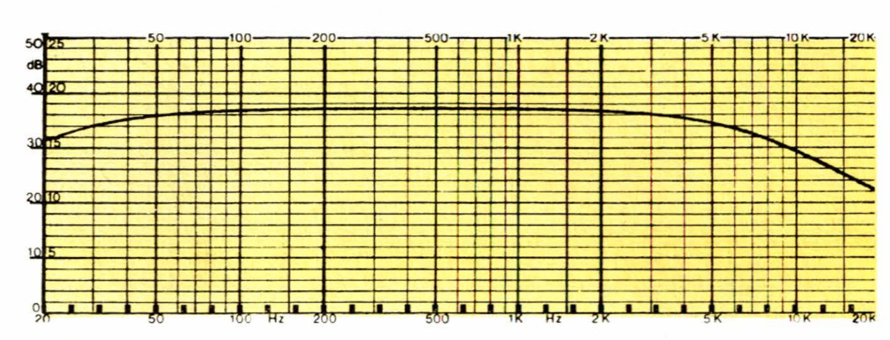
— Les courbes de réponse sont les suivantes :

A : réponse du circuit direct, entrée micro. Limitation des aigus par produit gain bande de A1.

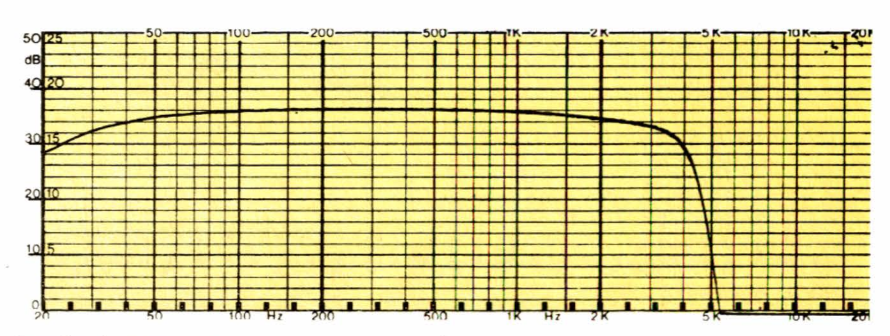
B : réponse d'une des lignes à retard avec retard maxi (environ 40 ms).

C : identique à B mais avec retard minimum.

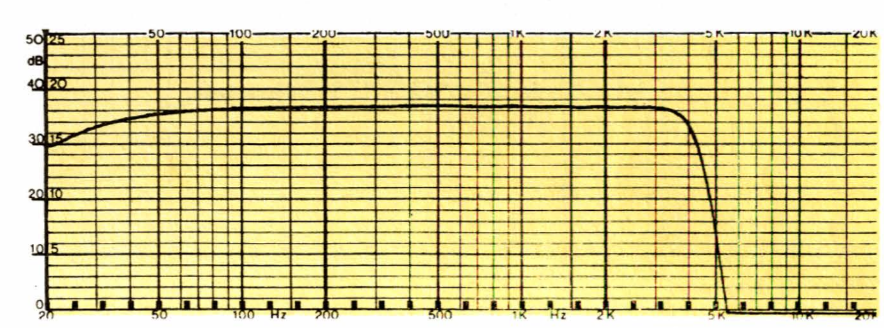
D : identique à B mais cette fois les retards sont en série et câlés sur valeur maximum (environ 80 ms).



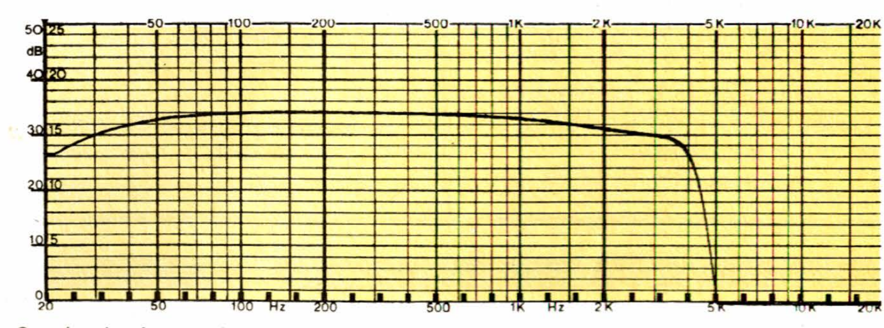
Courbe de réponse A



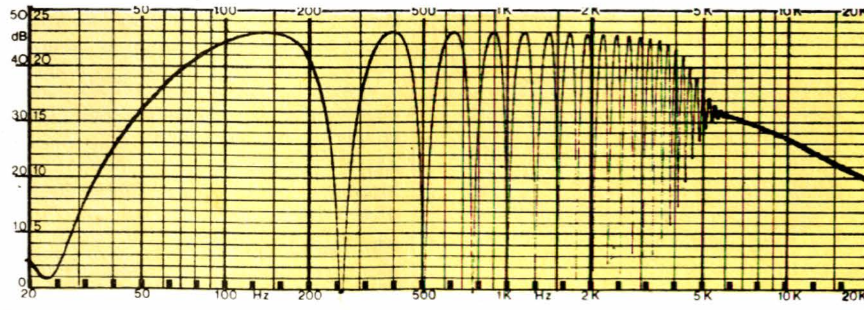
Courbe de réponse B



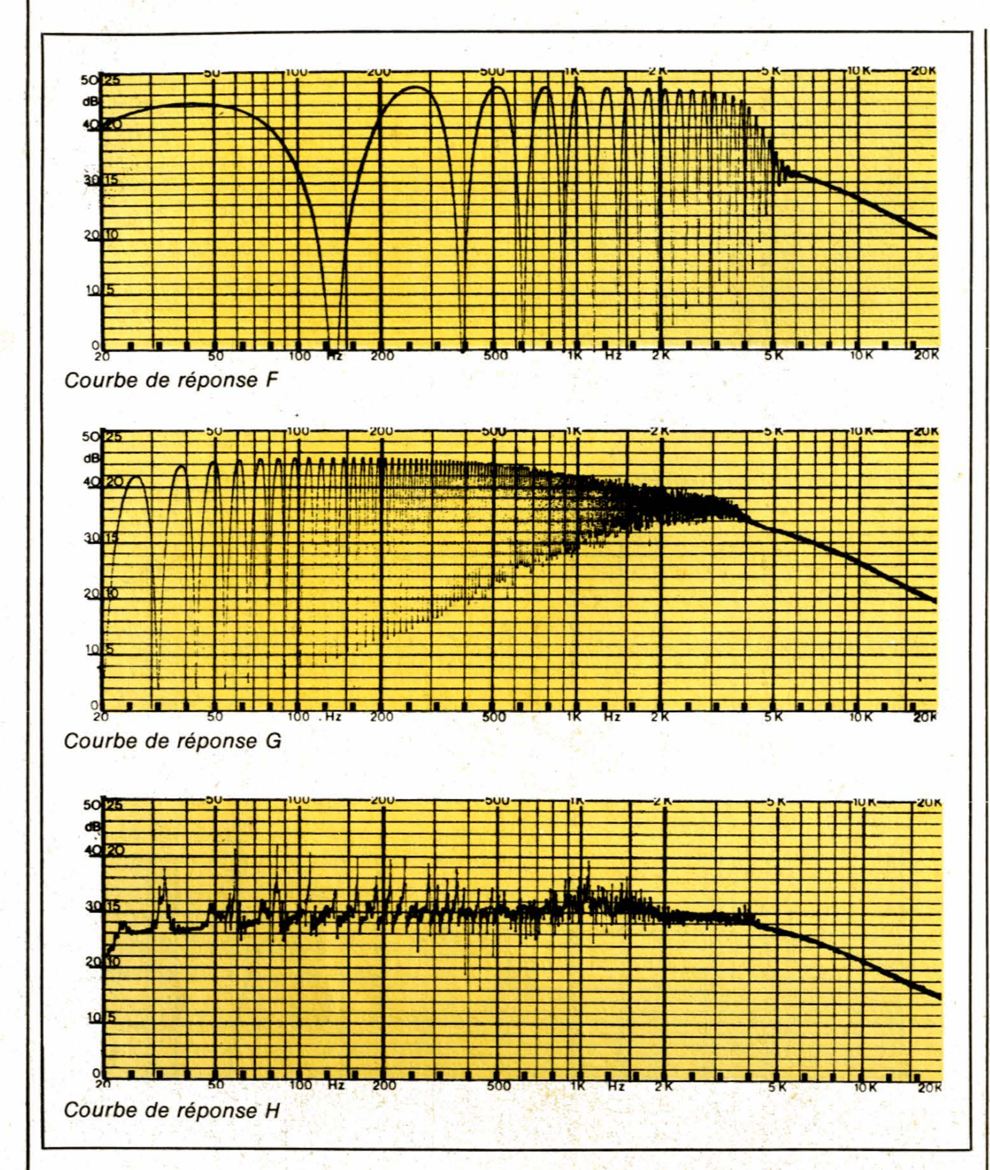
Courbe de réponse C



Courbe de réponse D



Courbe de réponse E



Courbe de réponse F

Courbe de réponse G

Courbe de réponse H

E : ici, on a ajouté signal direct et l'un des retards de faible valeur. Courbe en peigne typique (voir 1[re] partie).

F : identique à E mais on a inversé la phase relative du retard. Le son sera tout à fait différent.

G : identique à E mais le retard est sensiblement plus important. Les dents du « peigne » sont beaucoup plus resserrées. Ceci illustre bien les formules données (voir première partie).

H : courbe typique de réverbération avec utilisation des possibilités de réinjection et retard maximum (80 ms). Une légère modulation du retard A donne une coloration très réaliste.

Conclusion

Nous sommes sûrs que vous saurez tirer le meilleur parti de votre CR 80. Comme les mesures l'indiquent, les performances sont de très haut niveau notamment en ce qui concerne le bruit de fond. Les possibilités d'inversion, de modulation des retards et de mode série ou croisée offrent une large palette d'effets.

Toutefois un petit conseil si vous voulez obtenir une jolie couleur de réverbération, éviter d'utiliser à fond les niveaux de sortie des retards sinon le caractère électronique transparaît un peu. Attention aussi aux accrochages avec les niveaux de réinjection.

Voilà, nous espérons vraiment et nous le pensons d'ailleurs, que vous serez largement récompensé de votre patience (et de votre travail) avec le CR 80.

Tout nos vœux donc et bonne chance.

G. GINTER

Nomenclature

Liste du matériel

Coffret ESM : ER48/09, fil de câblage multicolore, fil blindé, écrous 4 mm, rondelles de feutrine autocollantes, serre-câbles, rondelles éventails (potentiomètres).

Inverseurs INV_1 à INV_4 subminiatures.

Prises : une XLR3 embase femelle, une XLR3 embase mâle.

Les transistors à effet de champ

2 - Les MOS

Dans notre premier article consacré aux transistors à effet de champ (RP-EL n° 425), nous avons décrit la structure, et examiné les propriétés, des composants traditionnellement désignés sous l'appellation « FET ». Ceux-ci, on l'a vu, comportent une jonction PN (entre grille et canal). Dans les transistors MOS, l'électrode de commande se trouve totalement isolée du reste de la structure, par une couche de silice. Il en résulte des propriétés assez sensiblement différentes : possibilité d'une polarisation positive ou négative de l'espace grille-source, impédance d'entrée extrêmement élevée.

Structure des MOS

Rappelons la signification de ce sigle : il est l'abréviation de **Metal Oxyde Semiconductor,** ce qui s'explique par la configuration représentée en **figure 1,** vue à la fois en coupe (**figure 1, a**) et en plan (**figure 1, b**). Comme il existe deux types de MOS : à canal N et à canal P, nous examinerons en détail le premier cas, dont l'autre se déduit par simple inversion des polarités.

Le transistor MOS de la **figure 1** comporte un substrat en silicium de type P, dans lequel on a réalisé, par diffusion, deux zones de type N+. On dépose alors, sur le substrat, une mince couche de silice (bioxyde de silicium SiO_2) qui constitue l'isolant, puis une couche métallique G. Cette dernière, reliée à l'extérieur par un fil, est l'électrode de commande, appelée **grille** (gate, pour les anglo-saxons). Deux autres contacts métalliques, placés sur les zones N+, deviennent les connexions de **source** et de **drain.**

En utilisation, la source est reliée au substrat, placé au potentiel le plus négatif.

On représente symboliquement un transistor MOS comme le montre le dessin de la **figure 2,** en **a** pour un type à canal N, et en **b** pour un type à canal P.

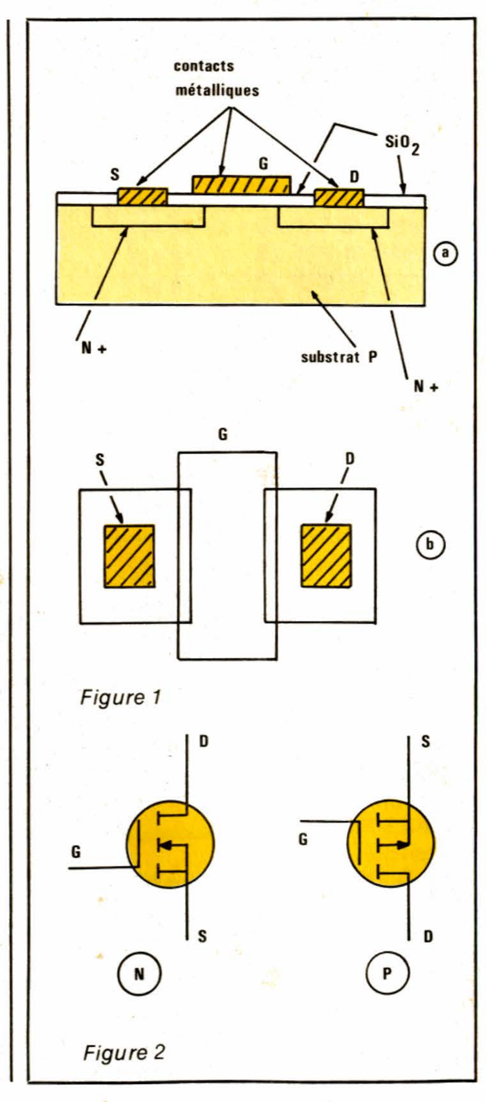


Figure 1

Figure 2

Fonctionnement des MOS

Là encore, nous limiterons nos explications au cas du canal N. Remarquons que ce dernier n'apparaît pas explicitement dans la configuration de la **figure 1.** En fait, il se crée de lui-même, par apparition d'une couche de barrage de surface (surface barrier layer), grâce à un traitement chimique de la surface du substrat. Les charges négatives circulent alors dans une zone de très faible épaisseur, juste à la limite de la couche de silice.

En rendant la grille positive par rapport à la source, on enrichit le canal en électrons (porteurs de type N), qui se propagent de la source vers le drain : le courant, au sens conventionnel du terme, passe donc du drain vers la source.

Dans la configuration théorique de la **figure 1,** rien ne distingue ces deux électrodes, et le transistor MOS, si toutefois le substrat n'est pas relié à la source, apparaît comme un dispositif parfaitement symétrique. En pratique, pour diverses raisons, et notamment pour minimiser la capacité parasite du drain par rapport aux autres électrodes, on adopte souvent une structure asymétrique. Ainsi, la zone métallisée peut avoir la forme d'un anneau, entouré d'un autre anneau concentrique de type

N+ qui forme la source, tandis que le drain est constitué par une deuxième diffusion N+ au centre.

Il existe deux modes de fonctionnement des transistors MOS : soit en **déplétion** (comme dans le cas des FET), soit en **enrichissement.**

Dans le premier cas, une polarisation négative de la grille par rapport à la source (il s'agit toujours de canal N) diminue le courant drain source, en appauvrissant le canal en porteurs. Dans le deuxième cas, où on rend l'électrode de commande positive par rapport à la source, on enrichit au contraire le canal en charges négatives, ce qui augmente l'intensité du courant drain-source, par rapport au cas d'une polarisation nulle. Il est même possible de construire des MOS dans lesquels le canal, très faiblement dopé, ne laisse circuler aucun courant en l'absence de polarisation grille-source. Ces transistors MOS à enrichissement, sont plus répandus que les modèles à déplétion.

Caractéristiques des transistors MOS

Pour tracer le réseau de Kellog d'un MOS, on relève les variations du courant de drain I_D en fonction de la tension drain-source V_{DS}, en prenant pour paramètre la tension grille-source V_{GS}. A chaque valeur de V_{GS}, correspond alors une caractéristique du réseau.

Celui-ci, assez voisin de celui d'un FET à jonction, présente cependant, dans la partie quasi-horizontale des caractéristiques, une pente plus, importante. Pour un MOS à enrichissement, on peut définir une tension V_{GS} de blocage **(figure 3)**, au-dessous de laquelle l'intensité I_D demeure pratiquement nulle. Ainsi, cette tension de blocage est voisine de + 6 volts dans le cas de la **figure 3.**

Dans le cas des MOS de type mixte (enrichissement et déplétion), la tension V_{GS} de blocage devient négative, comme le montrent les caractéristiques de la **figure 4.** Pour V_{GS} positif, le dispositif travaille dans le mode à enrichissement, tandis qu'il fonctionne dans le mode à déplétion pour V_{GS} inférieur à zéro.

On peut aussi, pour les MOS, tracer la caractéristique I_D en fonction de V_{GS}, qui prend l'allure de la **figure 5** dans le cas des modèles à enrichissement. On y voit clairement apparaître, alors, la tension de seuil, souvent désignée dans les catalogues par l'abréviation V_{TH} (threshold voltage).

Figure 3

Figure 4

Figure 5

Vers la configuration complémentaire

Les considérations qui suivent débordent la stricte étude des transistors MOS, puisqu'elle ne s'utilise, en pratique, que dans les circuits intégrés. Il nous semble utile, cependant, d'en dire dès maintenant quelques mots.

Sur une même puce de semiconducteur, il est possible de regrouper, comme le montre la **figure 6,** un MOS de type N, et un autre de type P, complémentaires. L'ensemble prend alors la désignation C-MOS (Complementary MOS), se symbolise par le schéma de la **figure 7,** et... constitue la cellule de base de nombreux circuits intégrés. Nous aurons, évidemment, l'occasion d'y revenir.

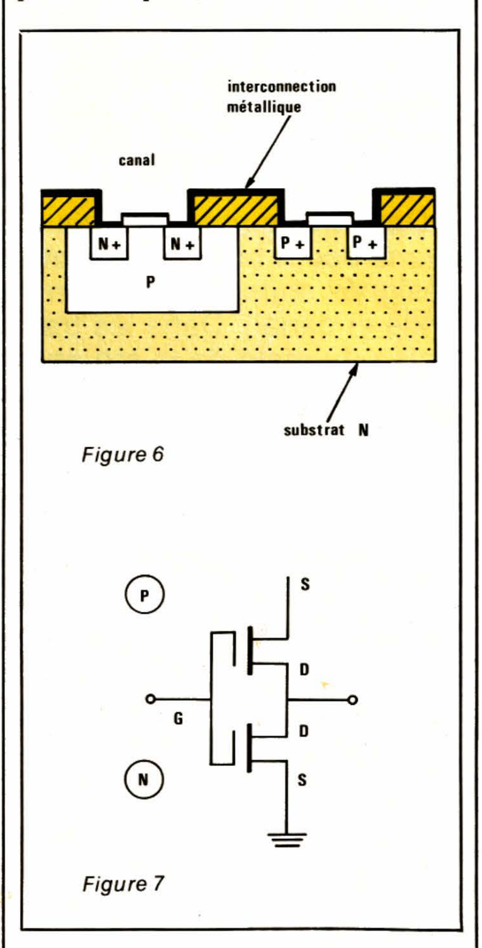


Figure 6

Figure 7

R. RATEAU

N.B. :

La structure MOS décrite dans cet article, sous des formes maintenant connues depuis longtemps, connaît depuis peu (du moins au stade industriel) des transformations techniques lui permettant d'accéder aux puissances élevées. C'est le domaine des V.MOS, HEXFET..., et autres appellations, destinées à des développements prometteurs.

Le sujet est vaste, et mérite une étude spéciale, que nous lui consacrerons bientôt. Sur le plan pratique, nos lecteurs en ont déjà trouvé des prémisses dans la revue : le RPG 50 de G. Ginter, et le convertisseur 12 V/ 220 V de l'auteur, en constituent deux exemples.

SERVICE CIRCUITS IMPRIMÉS

Nous vous rappelons que seuls les professionnels mentionnés dans la liste du réseau de distribution sont habilités à vendre les circuits imprimés Radio Plans-Électronique Loisirs ; cette liste est remise à jour chaque mois.

Ces circuits imprimés portent depuis le numéro 410 la mention Copyright ©SPE 1982 gravée sur la face cuivrée et sont désormais munis d'une étiquette autocollante authentifiant la provenance du produit.

Références	Article	Prix estimatif
EL 426 A	Interface ZX81	**48 F**
EL 426 B	Synthé de fréquence ZX81	**32 F**
EL 426 C	Platine TV Siemens	**112 F**
EL 426 D	Clavier (Platine TV)	**40 F**
EL 426 E	Affichage (Platine TV)	**18 F**

Nous vous rappelons ci-dessous les circuits disponibles des précédents numéros :

Références	Article	Prix estimatif
EL 421 A	B. Sitter, platine de puissance	**20 F**
EL 421 B	B. Sitter, platine de commande	**24 F**
EL 421 C	Horloge, platine de base	**66 F**
EL 421 D	Horloge, platine affichage (d.f.)	**34 F**
EL 422 E	Alimentation, Platine TV	**64 F**
EL 422 F	Chenillard musical	**54 F**
EL 422 G	Platine synthèse Em. R/C	**20 F**
EL 423 A	Antivol à ultra-sons (1)	**54 F**
EL 423 B	Antivol à ultra-sons (2)	**38 F**
EL 423 C	Convertisseur 12/220 V	**42 F**
EL 424 A	Cinémomètre, carte principale	**130 F**
EL 424 B	Cinémomètre, carte affichage	**28 F**
EL 424 C	Programmation d'Eprom, carte 1	**150 F**
EL 424 D	Programmation d'Eprom, carte 2	**140 F**
EL 424 E	Programmation d'Eprom, carte alim.	**72 F**
EL 424 F	Programmation d'Eprom, carte affi.	**36 F**
EL 424 G	Récepteur RC	**18 F**
EL 425 A	Générateur de sons complexes	**30 F**
EL 425 B	Connecteur	**16 F**
EL 425 C	Rx 41 MHz à synthèse	**42 F**
EL 425 D	CR 80, platine principale (n° 424)	**122 F**
EL 425 E	CR 80, carte vu-mètre	**24 F**
EL 425 F	CR 80, carte horloge	**50 F**

Bien que certaines références aient disparu de notre liste, les circuits imprimés correspondants sont encore disponibles en petite quantité et peuvent être commandés directement à notre rédaction (frais de port : 8 F par colis, et non par circuit).

Ces références sont les suivantes :

Références	Article	Prix estimatif
EL 407 C	Stimulateur musculaire 40 V	**26 F**
EL 409 A	Voltmètre digital (affichage)	**10 F**
EL 409 B	Voltmètre digital (convertisseur A/D)	**10 F**
EL 411 A	Minuterie pour télérupteur	**22 F**
EL 412 F	Alimentation C.B.	**22 F**
EL 414 B	RIAA 2310	**28 F**
EL 414 C	RIAA FET	**20 F**
EL 414 E	Adaptateur 772	**16 F**
EL 414 F	Alimentation +	**18 F**
EL 414 G	Alimentation −	**18 F**
EL 414 J	Tête HF 41 MHz émission	**16 F**
EL 415 A	Carte capacimètre 3 digits	**20 F**
EL 415 B	Correcteur de tonalité 772	**24 F**
EL 415 C	Inverseur 772	**20 F**
EL 415 D	Ampli de sortie a 2310	**20 F**
EL 417 A	Préampli guitare	**86 F**
EL 417 B	Allumage électronique	**68 F**
EL 418 A	Récepteur IR + affichage	**80 F**
EL 418 B	Émetteur I.R. pour tuner	**20 F**
EL 418 C	Platine clavier pour l'émetteur I.R.	**12 F**
EL 418 D	Carte vobulation GF 2	**56 F**
EL 418 E	Carte ampli RPG 50	**46 F**
EL 419 B	Système d'appel secteur, émet.	**20 F**
EL 419 C	Système d'appel secteur, récept.	**26 F**
EL 419 D	Système d'appel secteur, répét.	**14 F**
EL 419 E	Interphone moto	**30 F**
EL 419 F	GF2 : générateur de salves	**68 F**
EL 420 A	Petite boîte rigolote	**28 F**
EL 420 B	Compte-tours digital	**14 F**
EL 420 C	Voltmètre auto	**10 F**

Réseau de distribution

Liste des professionnels distribuant les circuits imprimés

21000 - **Electronic 21,** 4 bis, rue de Serrigny, Dijon
24100 - **Pommarel Electronic,** 14, place Doublet, Bergerac
42000 - **St-Étienne Composants,** 2, rue de Terre-Noire, St-Étienne
69006 - **Ets Gelain,** 22, avenue de Saxe
75010 - **Acer,** 42, rue de Chabrol, Paris
75010 - **Mabel,** 35-37, rue d'Alsace, Paris
75012 - **Magnétic France,** 11, place de la Nation, Paris
75012 - **Reuilly Composants,** 79, bd Diderot, Paris
75014 - **Montparnasse Composants,** 3, rue du Maine, Paris
90000 - **Electronic Center,** 1, rue Keller, Belfort
92220 - **BH Electronique,** 164, avenue A.-Briand, Bagneux

CIRCUITS INTEGRES

TAA
241 25,00
310 22,00
500 3,50
550B 3,50
550C 3,50
611A12 17,00
611B12 19,00
611x1 18,00
611C11 19,00
611C12 16,00
621AX1 21,00
621A11 22,00
661B 25,00
790 64,00
861 9,00
4761 22,00
120B 18,00

TBA
221 14,00
231 14,00
331 31,00
435AX5 28,00
625AX5 20,00
625BX5 20,00
625CX5 20,00
651 21,00
790 50,00
800 16,00
810S 22,00
810AS 22,00
820M 16,00
820 16,00
940 50,00
950 46,00

TCA
150KB 34,00
240 34,00
335 18,00
345 21,00
350 170,00
440 30,00
511 26,00
600 15,00
610 15,00
750 45,00
830 16,00
900 15,00
910 15,00
940 5,00
940E 24,00
965 24,00
3089 24,00

TDA
440 25,00
470 28,00
1008 38,00
1022 77,00
1024 15,00
1006 35,00
1034AN 24,00
1034BN-5534 29,00
1037 21,00
1046 30,00
1051 30,00
1054 28,00
1151 30,00
1170 33,00
1200 24,00
1405 13,00
1410 24,00
1412 13,00
1415 13,00
1420 24,00
1905 35,00
2002 25,00
2003 20,00
2004 45,00
2010 34,00
2020 37,00
2030 30,00
2048 72,00
2310 18,00
3000 35,00
3310 25,00
4050 28,00
4248T 60,00
4431 28,00
5610-2 50,00
9400 42,00

TDB
2870 28,00

CIRCUITS INTEGRES 74 LS

74LS00. 02-03-04-08-09-10-11-15-21-22-30-51-54-55-133-191-244-249-273 4,00
74LS05. 20-26-27-28-32-33-37-38-40-73-74-76-78-109 4,50
74LS01. 13-86-92-107-125-136-137 6,00
74LS14. 90-122-123-222-365-367 8,00
74LS32. 91-113-126-139-155-158-163-174-257-293 9,00
74LS. 132-164-165-175 10,00
74LS. 93-95 11,00
74LS. 137-151-153-192-195-240-242-248-249-258-260-266 12,00
74LS. 47-48-49-191-193-244-249-273 13,00
74LS. 83-173-194-393 14,00
74LS. 157-245-249-251 15,00
74LS. 85-147-295 16,00
74LS. 156 17,00
74LS. 124 19,00
74LS. 190-251 20,00
74LS. 145-160-162 22,00
74LS. 197 24,00
74LS. 290 25,00
74LS. 168-374 27,00
74LS. 169-181 30,00
74LS. 243 35,00
74LS. 157-244 15,00
74LS. 170 52,00

CIRCUITS INTEGRES C MOS

4000. 01-02-07-23-25-71-72 3,50
4011. 10-13-19-77-78 4,70
4027. 30-50-73 5,00
4012. 49 6,50
4066. 4016. 69 7,00
4014. 18-28-44-52-53-81 9,00
4008. 15-20-24-29-40-51-60-106 11,00
4043. 46 13,00
4017. 47-35 14,00
4098 18,00
4076 20,00
40103 33,00
4067 35,00
4093 12,00

CLAVECIN ORGUE PIANO 5 OCTAVES «MF 50»

COMPLET, EN KIT : 3.500 F

SYNTHETISEUR «FORMANT» EN KIT : 3900F

MODULES SEPARES

Ensemble oscillateur/diviseur.
Alimentation 1 A .... 1100 F
Clavier 5 octaves, 2 contacts avec 61 plaquettes percuss., piano .... 2200 F
Boîte de timbres piano avec clés .... 340 F
• Valise gainée 5 octaves .... 560 F

PIECES DETACHEES POUR ORGUES

Claviers	Nus	Contacts 1	Contacts 2	Contacts 3
1 oct.	160 F	290 F	330 F	390 F
2 oct.	245 F	360 F	420 F	490 F
3 oct.	368 F	515 F	650 F	780 F
4 oct.	480 F	660 F	840 F	930 F
5 oct.	600 F	820 F	990 F	1250 F
7 1/2 oct.	960 F	1520 F	1760 F	

MODULES

Vibrato .... 130 F • Repeat .... 140 F
Percussion .... 180 F
Sustain avec clés .... 600 F
Boîte de timbres avec clefs .... 440 F
Réverbération 4 F .... 660 F

PEDALIERS

1 octave .... 600 F
1 1/2 octave 800 F 2 oct. 1/2 bois 2750 F
Tirette d'harmonie nue .... 15 F

BON A DECOUPER POUR RECEVOIR LE CATALOGUE GENERAL
ENVOI : Franco 30 F en T.P.
Au magasin 20 F

NOM : ....
ADRESSE : ....

CIRCUITS INTEGRES TTL

7400. 01-02-03-50-60 3,00
7404. 05-25-26-27-30-32-40 3,50
7408. 09-10-11-16-17-51-53-54-72-73-74-76-86-88-121 4,00
7406. 07-13-20-22-37-38-78-95 5,00
74151 6,00
7475. 92 7,00
74165. 7442-74122-193 8,00
7490. 91-96-107-123 9,00
7483. 85 10,00
7445. 46-47-48-175-196 14,00
74120. 247 15,00
74150 21,00
74185 24,00
74181 25,00
7489 30,00
74141 35,00
74143 66,00

2N

1613 3,00 | 1711 4,50 | 1893 3,50 | 2218 3,00 | 2219 4,00 | 2222 3,50 | 2904 3,00 | 2905 6,00 | 2906 3,00 | 2907 3,00 | 3055 11,00 | 3819 6,00 | 2646 9,00 | 2369 4,50 | 2926 4,50
3053-3906 4,50 | 3054 7,00 | 3390 4,00 | 4037-5400-5401 5,00 | 4416 18,00 | 5629 66,00 | 5631 89,00 | 6029 74,00 | 6031 75,00 | 6051 45,00 | 6052 52,00 | 6059 47,00 | 6658 MOS 65,00
242 8,00 | 243 9,00 | 244 11,00 | 262/678 10,00 | 679* 9,50 | 680* 10,50 | 262B 11,50 | 684* 19,00

SUPPORTS C.I.

8 br 1,70 | 14 br 2,10 | 16 br 2,30 | 20 br 3,00 | 22 br 3,00 | 24 br 3,40 | 28 br 4,50 | 40 br 7,00

SEMI-CONDUCTEURS BD

115* 11,00 | 131* 10,50 | 136* 4,50 | 137* 5,00 | 138* 5,00 | 139* 6,00 | 140* 6,30 | 202* 11,00 | 203* 11,00 | 204* 12,00 | 226 7,00 | 230* 8,80 | 231* 8,50 | 232* 12,00 | 233* 7,00 | 234* 7,00 | 235* 7,00 | 236* 7,50 | 237* 8,00 | 238* 8,00 | 239 6,50 | 240 6,50 | 241 8,00
132* 13,00 | 135* 4,00 | 263/681 11,00 | 266/646 14,00 | 266 A/648 14,00 | 266 B/650* 16,00 | 267 A/647 15,00 | 267/649* 15,00 | 433* 8,00 | 434* 9,00 | 435* 9,00 | 436* 9,00 | 437* 9,00 | 438* 10,00 | 651 14,50 | 652* 16,00 | 677* 8,50

AFFICHEURS

LC513031 178,00
HA1183 20,00
SIOV 8,00

POT FERRITE «SIEMENS»

RELAIS 6 V OU 12 V
2RT 40,00

DIGITAST
Digitast 14,00
Digitast avec Led 20,00

TRANSFO «TOKO» Filtres céramiques
113 CN2 10,00
SFJ 10,7 43,00
SFE 10,7 12,00

QUARTZ (en MHz)
10 32,00
10.240 80,00
50 80,00

Dépositaire des COFFRETS ESM

C.I. SPECIAUX POUR MONTAGES «RP»

ICM 7038 45,00
ICM 7205 55,00
ICM 7217 150,00
ICM 7219 150,00
7555 µ 15,00
ICC 8038 59,00
ICC 8063 67,00
SAB 0600 40,00
TMS 1000 100,00
TMS 1122 120,00
TMS 76477 64,00
PC 9368 30,00
µA 758 26,00
µA 771 15,00
µA 796 15,00
µA 431 6,00
BDX 87C, 88C 22,00
BDX 64 28,00
S 89 180,00
SAA 1070 150,00
SAA 1900 140,00
SAB 600 40,00
SAB 3210 48,00
SAB 3271 65,00
SDA 5680 244,00
SL 480 42,00
SL 490 50,00
SL 1430 33,00
SL 6600 63,00
SN 29764 18,00
74 C 04 8,00
74 C 90 15,00
74 C 93 12,00
74 C 173 20,00
74 C 174 10,00
BF 905 16,00
AY3 1270 150,00
AY5 1013 75,00
AY 1350 130,00
CD 4555 13,00
ER 3400 150,00
SQ 258 35,00
MC 145151 138,00
MC 10131 140,00
MC 10531 118,00
120FSE 65,00
BDV64B 25,00
BDW51C-52C 21,00
MK 50240 180,00
MK 50398 195,00
SN 75491 12,00
SN 75492 19,00
IRF 120 65,00
IRF 530 72,00
IRF 9132 70,00
42 R2 18,00
422 PNS2 70,00
ER 2051 98,00
SO 41P 25,00
SO 42P 17,00
SP 8793 125,00
U 1096 75,00
UAA 1004 18,00

Liste complète et tarif des principaux transistors et circuits intégrés disponibles contre 2 F en timbres.

TRANSFO TORIQUES

« METALIMPHY »
Qualité professionnelle
Primaire : 2 x 110 V

15 VA. Sec. 2 x 9, 2 x 12, 2 x 15, 2 x 18 V .... 165 F
22 VA. Sec. 2 x 9, 2 x 12, 2 x 15, 2 x 18, 2 x 22 V .... 170 F
33 VA. Sec. 2 x 9, 2 x 12, 2 x 15, 2 x 18, 2 x 22 V .... 182 F
47 VA. Sec. 2 x 9, 2 x 12, 2 x 15, 2 x 18, 2 x 22 V .... 195 F
68 VA. Sec. 2 x 9, 2 x 12, 2 x 15, 2 x 18, 2 x 22, 2 x 27 V .... 210 F
100 VA. Sec. 2 x 9, 2 x 12, 2 x 18, 2 x 22, 2 x 27, 2 x 30 V .... 245 F
150 VA. Sec. 2 x 12, 2 x 18, 2 x 22, 2 x 27, 2 x 33 V .... 265 F
220 VA. Sec. 2 x 12, 2 x 24, 2 x 30, 2 x 36 V .... 320 F
330 VA. Sec. 2 x 24, 2 x 33, 2 x 43 V .... 390 F
470 VA. Sec. 2 x 36, 2 x 43 V .... 470 F
680 VA. Sec. 2 x 43, 2 x 51 V .... 620 F
NOUVEAUTE : Transfo Metalimphy (bas rayonnement)
150 VA. Sec. 2x27 V: **300 F** • **680VA. Sec.** 2x51V: **770 F**

R. PLANS, KITS COMPLETS

Des montages livrés avec C.I.

LES CIRCUITS IMPRIMES PEUVENT ETRE LIVRES SEPAREMENT.

EL 401 A Poule électronique 100,00
401 B Tablette de mixage 90,00
401 C Tablette de mixage 90,00
401 D Booster 2 x 20 watts avec coffret 370,00
401 E Transmetteur téléphonique d'alarmes 270,00
401 F Anti-vol auto 95,00
401 J Jeu de boules 190,00
EL 402 A Micro émetteur H.F. piloté par quartz 260,00
402 B Micro H.F. Hi-Fi 90,00
402 D Antivol - Platine centrale 275,00
402 E Antivol - Platine alarme 250,00
402 F Antivol - Platine alimentation. Sans accus 145,00
402 H Ampli 2 x 30 watts. Sans coffret 580,00
402 J Alarme antivol bateau 350,00
402 K Micro ampli pour instruments 165,00
402 L Alimentation secteur protégée 200,00
402 M Timer à usomètre 120,00
EL 403 A et **B** The musical box 330,00
403 C et **D** Ampli TURBO complet avec châssis 2100,00
403 E Sonomètre 140,00
EL 404 A Bruiteur (poussin) 130,00
404 B Bruiteur (automobile) 130,00
404 C Bruiteur (train) 130,00
404 E Thermostat électronique 240,00
404 F Capacimètre 570,00
404 G Réglage température des fers à souder, sans coffret 280,00
404 H Répondeur téléphonique 195,00
EL 405 A Circuit de détection 110,00
405 B Générateur SOS 300,00
405 C Préampli antenne C.B. 50,00
405 D Bruiteur de science-fiction 145,00
405 E Bruiteur (tir - métronome) 145,00
405 F Serinette 145,00
405 G Générateur de fonction 600,00
405 H Feux de bois électroniques, avec 6 spots 350,00
EL 406 A Carillon 3 notes 110,00
406 B, 406 C, 406 D Egaliseur 10 fréquences 960,00
406 E Analyseur de spectre basse fréquence 940,00
406 F Alimentation Citizen Band 5 ampères 630,00
406 G Alimentation Citizen Band 10 ampères 800,00
406 H Alimentation double 2 x 50 volts 960,00
406 I Synthétiseur de fréquences universel (matériel vendu séparément). Nous consulter.
EL 407 A Emetteur 110,00
407 B Récepteur 230,00
407 C Stimulateur 40 volts 300,00
407 D Stimulateur 60 volts 310,00
EL 408 A Préampli 1 voie 440,00
408 B Alimentation préampli minimum 340,00
408 C Scrabble 155,00
408 D Récepteur FM complet 295,00
EL 409 A, 409 B Voltmètre digital 999 points 214,00
409 C Sonde démodulatrice avec coffret 170,00
EL 410 A 6 B 6 C Traceur de caractéristiques 380,00
410 D Micro émetteur H.F. 520,00
410 E Thermomètre numérique avec afficheur 520,00
410 F Klaxon 28 airs avec 2 H.P. compression 480,00
EL 411 A Minuterie 125,00
411 B Anti-douleurs 130,00
411 C Système de poursuite, sans alarme 165,00
411 D Récepteur 27 MHz 310,00
EL 412 G et **H** Thermomètre affichage numérique 580,00
412 C, D, E Chronozoom 720,00
412 A et **B** Micro-ordinateur domestique 1550,00
412 F Alimentation C.B. 240,00
EL 413 C Modulateur 440,00
413 D et **413 E** Super manip .... 750,00 (boîte connexions en sus)
EL 414 A Sécurité pour modèles réduits 110,00
414 B Préampli R.I.A.A. avec TDA 2310 130,00
414 D Adaptateur avec TDA 2310 88,00
414 E Adaptateur avec uA 772 50,00
414 F Alimentation positive 70,00
414 G Alimentation négative 60,00
414 H Générateur de fonction (platine 8038) 460,00
414 I Générateur de fonction (alimentation) 230,00
414 - Préampli TURBO complet, modules équipés du TDA 2310 avec châssis percés, gravé, boutons et visserie, etc. 1200,00
EL 415 A Capacimètre 3 digit 120,00
415 B Correcteur uA 772 ou TL 072 106,00
415 C Inverseur 60,00
415 D Ampli de sortie 70,00
415 E Générateur d'impulsions 330,00
415 F BAR GRAPH 18 points 460,00
415 G Ampli 15 watts 100,00
EL 416 A Alimentation digitale 1100,00
416 D Afficheur de polarité 65,00
416 E Centrale d'alarme pour villa ou appt. 680,00
416 TUNER à présélection et synthèse de fréquence. Décrit dans les n° 413 - 416 et 418. Plaquette H.F. du tuner du n° 413 1140,00
Carte d'alimentation et programmation 1450,00
418 A, B, C, Affichage et télécommande 900,00
EL 417 A Break Beep 145,00
417 B Allumage électronique 790,00
417 C Tête préampli RPG 50 pour guitaristes 320,00
EL 418 A, B, C, Affichage et télécommande tuner 900,00
418 D GF 2 Circuits vobulation et marquage 550,00
418 E Tête ampli RPG 50 pour guitaristes 980,00
EL 419 B Système appel émetteur 135,00
419 C Système appel récepteur 155,00
419 D Système appel répétiteur 95,00
419 E Interphone moto (les 2) 270,00
419 F GF 2 Générateurs de salves 340,00
419 G GF 2 Fréquencemètres plus afficheur avec les C.I. de la face avant .... NC
Pour cette réalisation : Coffret 300,00
Face avant gravée sur scotch call 120,00
419 H Récepteur F.M. 450,00
EL 420 A Petite boîte rigolote 300,00
420 B Compte tours avec affichage 305,00
420 C Voltmètre auto 68,00
420 D Speedomètre avec capteur 960,00
GF2 Générateur de fonction complet avec châssis et composants, prises, boutons, etc. 2500,00
421 A et **B** Baby Sitter électronique 335,00
421 C et **D** Combiné Horloge Thermomètre 1100,00
422 F Chenillard musical 475,00
422 I Détecteur de présence à infra-rouge 140,00
422 S Serrure codée avec clavier 700,00
Clavier nu pour serrure ci-dessus 250,00
422 G Platine synthèse 400,00
422 M La chasse au moustique 480,00
423 Tuner TV multistandard .... NC
423 A et **B** Antivol ultra son 610,00
423 C Convertisseur 12 V/220 volts 1195,00
423 E Emetteur pour radio libre 90,00
423 F Convertisseur cont./cont. 6/12 V 120,00
EL 424 G, D, E, F Progr. d'Eprom 1800,00
EL 424 G. Récepteur R.C. 340,00
EL 425 A-B Générateur de sons 225,00
EL 425 C Récepteur F.M. 41 MHz 530,00
EL 425 D-E-F Réverbération CR 80 1400,00

REALISATION DE TOUS CIRCUITS IMPRIMES SUR EPOXY D'APRES VOS «MYLAR» OU DOCUMENTS FOURNIS

simples et double faces

FACE AVANT GRAVEES
sur Scotch Call autocollants
D'après dessins ou «Mylar»
Nous consulter

CIRCUITS INTEGRES DIVERS

CA
3045-46 48,00
3060 24,00
3084 38,00
3089 25,00
3130 17,00
3161 20,00
3189 56,00
3080 10,00
3086 9,00
3094-14017-14029 18,00
3140-XR 2203 20,00
3162 70,00
E
420 30,00
L
120 27,00
123 14,00
129 13,00
146 17,00
200 18,00
LF
351 7,00
357 Dil 14,00
356 14,00
357 B rond 19,00
LM - 193 A 46,00
301-305-710 9,00
307-3401 7,60
308-393 10,00
2917 30,00
LM - 311 8,70
317 K-LM 394 42,00
322 44,00
323 78,00
324 10,60
356-339 24,00
349 17,00
358 9,40
377 32,00
378 35,00
308 8 p. 10,00
380 14 p. 15,00
381 24,00
382 14,00
387 19,00
391 N 60 - LM 310
LM 2907 22,00
391 N 80 319 26,00
389-309 K 25,00
555 6,00
556 10,00
565 14,00
567 18,00
379 66,00
383 28,00
387-318 19,00
723 8,00
741 4,50
747 - 1303 14,00
748 8,00
566 27,00
564 39,00
LM
1458 14,00
1800-78 G 26,00
3900-LM 1496 12,00
3905 19,00
3909 10,00
3915 36,00
13600 26,00
LM 383T 28,00
LM 3914 62,00
AM
2833 68,00
MM
2112 42,00
5556 95,00
6502 155,00
6532 190,00
5318 84,00
1403 35,00
1458 14,00
1468 45,00
1488-1413 12,00
1489 13,00
1496 12,00
1416 15,00
1309 35,00
1310 15,00
14503 9,80
14510 12,00
14511 12,00
14514 62,00
14518 14,00
14520 13,00
14528 30,00
14543 19,00
14553 42,00
14566 18,00
45175 10,00
SAD
1054 44,00
1024 220,00
5680 167,00
SAS
660 27,00
670 27,00
TL
081 8,00
084 19,00
µA 726 98,00
XR
4136 20,00
UAAA
170 28,00
180 28,00
CR
200 36,00
390 27,00
1508 L8 133,00
74 C
922 50,00
923 52,00
925 60,00
926 86,00
928 75,00
78S40PC 35,00
78P05 160,00
78HG 104,00
78H05 104,00
80C
97 9,80
75492 19,00
LM10C 75,00
PBW 34 25,00
M 85 10 K 85,00
XR
2206 48,00
2207 40,00
8216 319,00
SAJ
180/25002 34,00
110/SAA 1004 34,00
S 576 B 45,00
14501 4,50
14502 9,00
MU
57164 60,00
µA 739 19,00
B65 23,00
ICM 7217 150,00
ULN2003 10,00
TL 497 12,00
AD590 48,00
6N135 48,00
TL489 6,00
TL496 7,00

PANNEAUX SOLAIRES

3 W, 15 V .... 880 F
6 W, 12 V .... 1 590 F
10 W, 12 V .... 2 000 F
23 W, 12 V .... 4 730 F
40 W, 12 V .... 6 800 F
REGULATEUR DE CHARGE de 3 à 10 W .... 240 F
REGULATEUR DE CHARGE jusqu'à 40 W .... 360 F
Doc. sur demande contre 4 F en timbre.
GRAND CHOIX DE CELLULES SOLAIRES
1/4 de cellule et cellule ∅ 80 mm disponibles.
Prix sur demande.

MAGNETIC-FRANCE

11, pl. de la Nation, 75011 Paris
ouvert de 9 h 30 à 12 h et de 14 h à 19 h
Tél. : 379.39.88
EXPEDITIONS : 20 % à la commande, le solde contre-remboursement.

CARTE BLEUE

CREDIT
Nous consulter
Métro : NATION R.E.R.
Sortie : Taillebourg
FERMÉ LE LUNDI

PRIX AU 1-4-83 DONNES SOUS RESERVE

FABRICATION FRANÇAISE CHAMBRE DE REVERBERATION

CAPTEUR « HAMMOND » 9 F, 3 ressorts

- **Entrées** - **Micro** : 600 Ω sym. 0,8 mV **Ligne** : asym. 200 kΩ de 0,8 à 4 volts
- **Sortie** : 250 mV - Présentation « Rack »
- **Indicateur de saturation à l'entrée du ressort** - Ecoute réglable du « Direct »
- Dim. : 480 × 250 × 50 mm

EN KIT : 950 F
EN ETAT DE MARCHE : 1 210 F

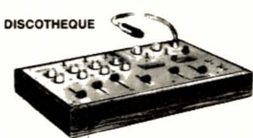
CHAMBRE DE REVERBERATION EFFETS SPECIAUX

• Alimentation par secteur • Ressort 4 F
EN KIT, COMPLET .... 540 F
EN ORDRE DE MARCHE .... 660 F

RESSORT DE REVERBERATION « HAMMOND »

Modèle 4 F, 205 F • Modèle 9 F, 315 F

TABLE DE MIXAGE « MF 5 » POUR DISCOTHEQUE



Dim. : 487×280×62 mm

- 1 micro d'ordre du flexible.
- Entrées prévues p. 1 micro de salle.
- 2 platines PU têtes magnétiques.

× 1 platine de magnétophone stéréo préécoute sur voies PU et magnétoph (doc. spéciale s/demande contre 1,80 F)
PRIX ...... 1 950 F

TABLE DE MIXAGE MINI 5

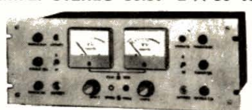


5 ENTREES par commutation de :
- **2 PU magnét. stéréo 3 mV - 47 kΩ**
- **2 PU céram. stéréo 100 mV - 1 MΩ**
- **2 magnétoph. stéréo 100 mV - 47 kΩ**
- **2 tuners stéréo 100 mV - 47 kΩ**
- **1 micro basse imp. 1 mV - 50 à 600 Ω**
- **2 vumètres gradués en dB**

Préécoute stéréo/casque de 8 à 2 000 Ω
Rapport S/B ⩾ à 58 dB • Sortie 500 mV 10 kΩ - Alim. secteur - Dim. 205-310-65
Prix en kit .... 950 F
En ordre de marche ... 1200 F

H.P.TOURNANTS
SPACE SOUND
Médium 50 W
2 vitesses .. 800 F
Algu : 2 trompettes
Puis. 100 W 1 200 F
Puis. 50 W 1 100 F
SPACE SOUND BASS - 2 moteurs - 2 vitesses. Pour HP de 31 cm .... 780 F
Pour HP de 38 cm .... 1 200 F

AMPLI STEREO 80.80 2 × 80 W



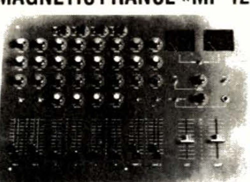
• Sensibilité d'entrée : 800 mV • Rapp. signal/bruit : — 80 dB • Dim. : 485×285×175 mm.
PRIX EN ORDRE DE MARCHE .... **2 530 F**

AMPLI MONO 150 W

Même présentation que l'ampli ci-dessus
• 150 W effic./4 Ω • 100 W effic./8 Ω
• entrée : sensibilité 800 mV 2 050 F

Module de protection des H.P.
contre le courant continu .... **150 F**
(S'adapte sur tous les amplis)

MAGNETIC FRANCE «MF 12»



PRIX : 4700 F
Option avec réverb. ressort HAMMOND incorporé
PRIX : 5340 F

DOCUMENTATION DETAILLEE
contre enveloppe timbrée portant nom et adresse

RP 5-83

Manipulation

Utilisation des FET en résistances variables

A l'occasion d'une première approche théorique (RP-EL n° 425), nous avons fait connaissance avec la structure des transistors à effet de champ de type FET, dont nous avons aussi décrit les propriétés à travers l'étude de leurs caractéristiques.

Les caractéristiques traduisant les variations de I_D en fonction de V_{DS}, pour diverses valeurs de la tension grille-source V_{GS}, offrent, au voisinage de l'origine, d'intéressantes particularités, que nous allons étudier maintenant, avant d'en montrer quelques applications pratiques.

Le réseau de Kellog aux faibles tensions

Si on examine le réseau de Kellog pour les faibles tension V_{DS}, on constate que, pour une valeur donnée de V_{GS}, le courant drain varie rapidement avec la tension drain-source (**figure 1**). D'autre part, toutes les courbes passent exactement par l'origine, et sont quasi rectilignes, ce qui traduit la proportionnalité entre I_D et V_{DS}. On peut écrire celle-ci sous la forme :

$$V_{DS} = k I_D$$

tout au moins dans la zone où les caractéristiques restent linéaires, soit pour des tensions V_{DS} de quelques centaines de millivolts au maximum.

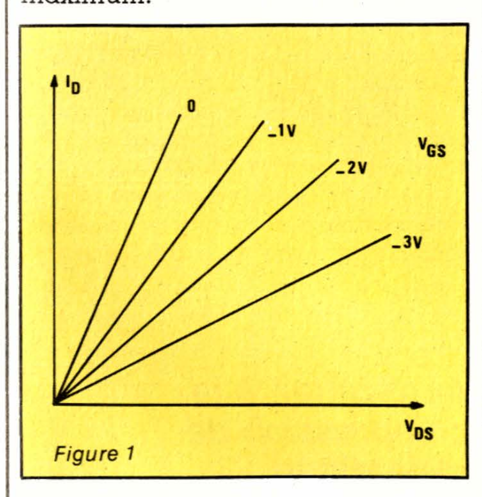


Figure 1

La relation ci-dessus rappelle la loi d'Ohm : le coefficient k y a donc la dimension d'une résistance, dont la valeur (pente des caractéristiques) dépend de V_{GS}. Le transistor FET apparaît donc, dans ces conditions, comme l'équivalent d'une résistance dont la valeur peut être commandée par la tension V_{GS}.

Notons que cette propriété n'a pas d'équivalent pour les transistors à jonctions. La caractéristique I_C en fonction de V_{CE}, dans le cas de ces derniers, ne passe pas par l'origine, comme le montre la **figure 2.** Il subsiste, pour un courant de collecteur nul, une faible différence de potentiel entre collecteur et émetteur : c'est la tension d'offset du transistor.

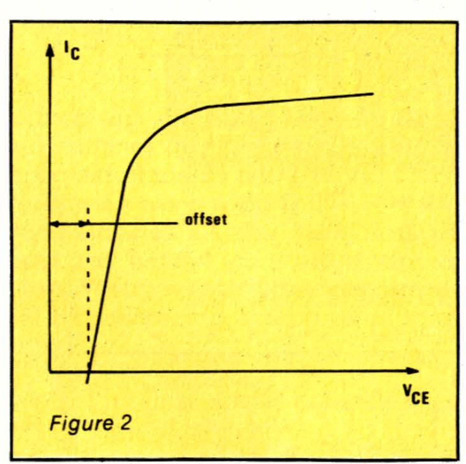


Figure 2

Cas des tensions drain-source inverses

On peut prolonger les caractéristiques du réseau de Kellog dans la zone de polarisation inverse du drain (drain négatif par rapport à la source, pour un FET à canal N) : c'est ce que montre la **figure 3.**

Dans le troisième quadran des caractéristiques, toutefois, les courbes présentent une concavité visible même pour de faibles tensions entre drain et source. Si on utilise le FET en résistance variable commandée, avec des tensions variables de part et d'autre du zéro entre drain et source, on sera vite limité dans les amplitudes acceptables, pour éviter

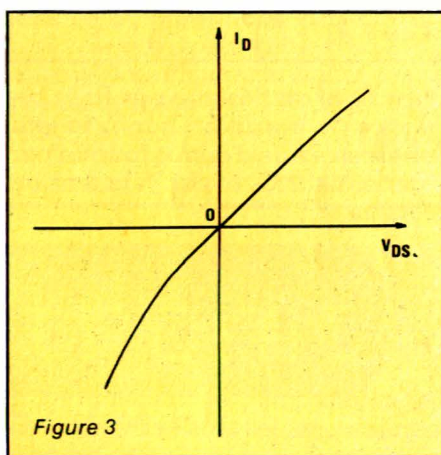


Figure 3

l'apparition d'une distorsion importante.

Il existe bien des applications pratiques du comportement des FET en résistances variables. Nous proposerons d'en étudier deux exemples classiques, après avoir contrôlé directement le phénomène.

Mesure de la résistance équivalente

Nous nous proposons de mesurer cette résistance pour des valeurs croissantes (en valeur absolue) de la tension V_{GS}. Le montage de mesure est celui de la **figure 4, a,** équivalent au schéma de la **figure 4, b,** où R_T représente la résistance équivalente au transistor à effet de champ testé.

L'espace drain-source du FET, constitue un diviseur avec la résis-

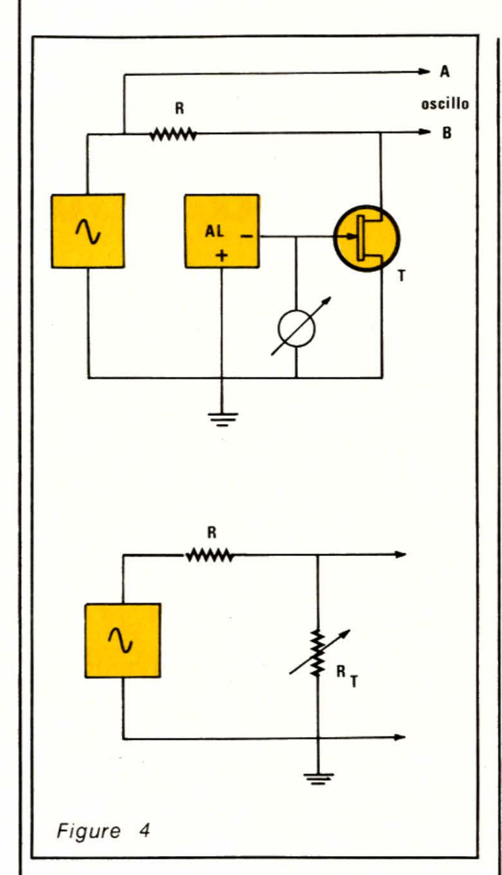


Figure 4

tance R. Si on désigne par R_T la résistance du transistor, par V_e la tension sinusoïdale d'entrée fournie par le générateur G, et par V_s la tension de sortie, on a :

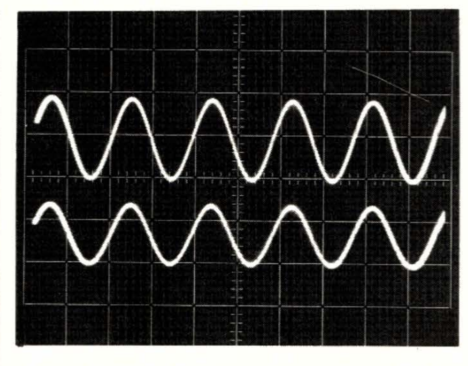
$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{R_T}{R + R_T}$$

Connaissant R, et en mesurant, à l'oscilloscope, les tensions v_s et v_e, on en déduit :

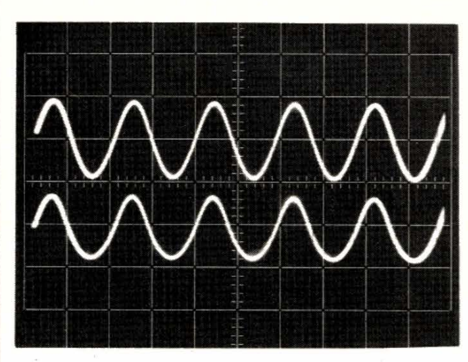
$$R_T = R \frac{V_s}{V_e - V_s}$$

Le calcul n'est valable, évidemment, que si on travaille dans la partie rectiligne de la caractéristique (voir **figure 3**), ce qui limite l'amplitude de sortie à une centaine de millivolts crête à crête : c'est dans ces conditions qu'a été pris l'**oscillogramme A.** Pour une amplitude d'entrée trop élevée, la courbure de la caractéristique introduit une distorsion nettement visible sur l'**oscillogramme B.** Le transistor, alors, ne peut plus être assimilé à une résistance linéaire.

Nous avons effectué nos mesures sur un échantillon de 2N4416, en faisant varier V_{GS} à l'aide d'une alimentation stabilisée, dont la tension de sortie est indiquée par le voltmètre V. Les résultats sont illustrés par



Oscillogramme A
Trace supérieure : signal d'entrée (0,5 V/division).
Trace inférieure : signal de sortie (0,2 V/division).
Tension de grille : $V_{GS} = -1$ V.



Oscillogramme B
Trace supérieure : signal d'entrée (0,5 V/division).
Trace inférieure : signal de sortie (0,5 V/division).
Tension de grille : $V_{GS} = -2$ V.

la courbe de la **figure 5**, qui donne les variations de R_T en fonction de V_{GS}. Partant d'une valeur faible pour $V_{GS} = 0$ (170 Ω dans notre exemple), R_T croît selon une loi sensiblement parabolique, mais limitée par une asymptote verticale lorsque V_{GS} atteint la tension de pincement V_P.

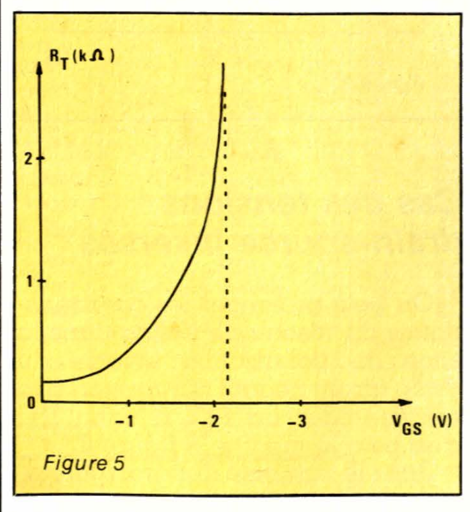


Figure 5

On ne s'étonnera pas, sur d'autres échantillons de 2N4416, de trouver des résultats sensiblement différents, notamment pour V_P. D'après les notices des constructeurs, ce paramètre peut en effet varier de − 2 volts à − 6 volts environ.

Application à la régulation d'amplitude d'oscillateurs

Il s'agit là d'un exemple classique d'utilisation des FET en résistance commandée par une tension. La **figure 6** propose un schéma d'oscillateur BF à pont de Wien, construit autour de l'amplificateur opérationnel A (un 741 convient, si on se limite aux fréquences audio).

Le pont proprement dit met en jeu les éléments R et C qui déterminent la fréquence d'oscillation, en introduisant une réaction positive sur l'entrée non inverseuse de l'amplificateur. On sait que cette fréquence est donnée par la relation :

$$f = \frac{1}{2 \Pi RC}$$

Sur l'entrée inverseuse, le diviseur constitué par la résistance R_1, et par le transistor à effet de champ, introduit une contre-réaction qui limite le gain. Le taux de réaction négative dépend, évidemment, de la résistance équivalente au FET, elle-même fixée par sa tension de grille V_{GS}. Or, dans le montage de la **figure 6**, on obtient la tension V_{GS} en redressant et en filtrant le signal de sortie de l'oscillateur. Lorsque l'amplitude augmente, la tension V_{GS} devient plus négative, ce qui accroît la résistance du FET, donc la contre-réaction, et tend à ramener l'amplitude à sa valeur initiale.

On peut, grâce au potentiomètre P, doser cette action, donc régler la tension de sortie de l'oscillateur.

Application à la compression de dynamique

Les compresseurs de d… mique servent à diminuer le ga… am-plificateur, lorsqu'augn… 'am-plitude du signal appliq… en-trée. La **figure 7** en four… m-ple.

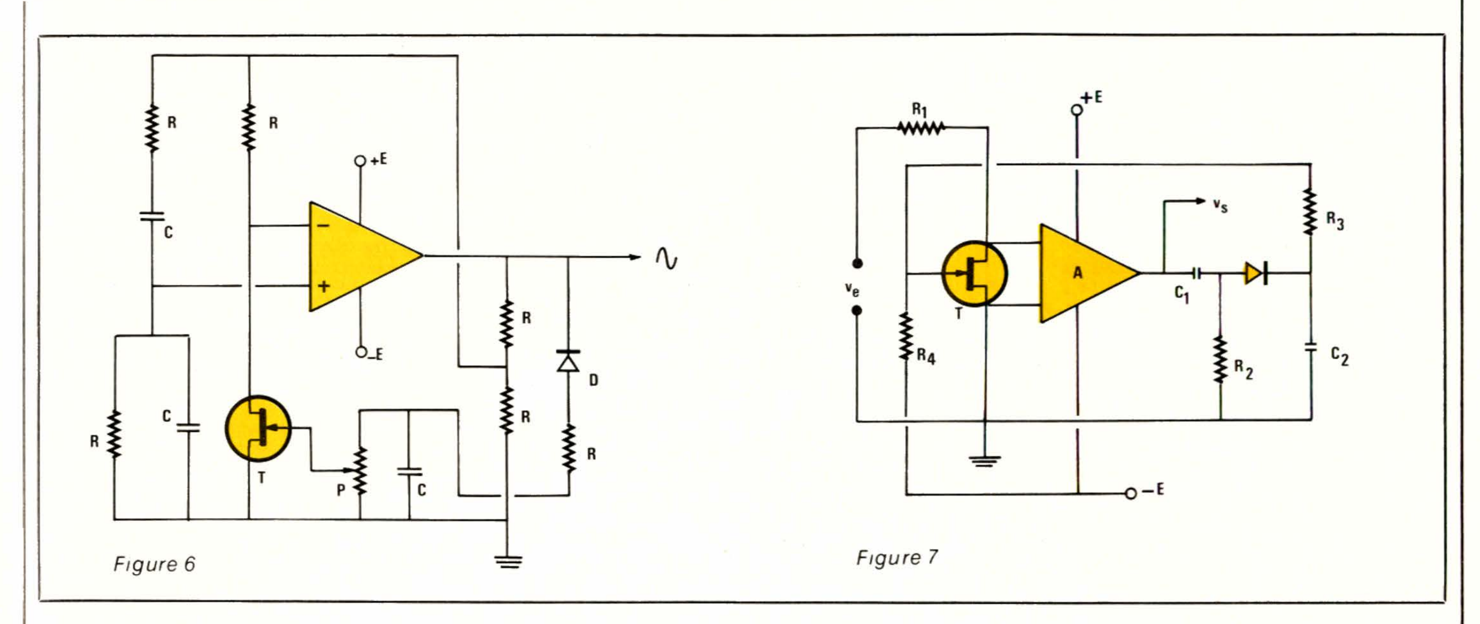


Figure 6 Figure 7

La tension d'entrée alternative v_e, en provenance d'un micro par exemple, est divisé par l'ensemble R_1 et R_T, où R_T est la résistance équivalente au transistor à effet de champ. Celle-ci, bien sûr, dépend de la polarisation de grille.

Dans les conditions initiales (pas de signal d'entrée), la tension d'alimentation − E, ainsi que les résistances R_3 et R_4, sont choisies pour que le FET reçoive, sur sa grille, la tension de pincement − V_P, et présente ainsi une résistance infinie dans son espace drain-source.

Dès que le signal de sortie atteint une amplitude suffisante pour rendre la diode D conductrice, un potentiel positif apparaît aux bornes de C_2, et fait remonter la tension de grille V_{GS} du FET. Celui-ci offre alors une résistance décroissante, et atténue le signal d'entrée appliqué à l'amplificateur A.

Conclusion

L'emploi des FET en résistances variables, permet de réaliser, très simplement, des résistances commandées par tension. Les résultats obtenus autorisent des taux de distorsion relativement faibles (1 à 2 %), tant que l'amplitude du signal appliqué ne dépasse pas 100 à 200 millivolts.

R. RATEAU